electronistul

PUBLICAȚIE DE ORIENTARE PROFESIONALĂ, CONSTRUCȚII ELECTRONICE, INIȚIERE, RECICLARE, SERVICE – DEPANARE

NR. 4

SUMAR:

- HI-FI
- VIDEO-TV
- INFO-CALCULATOARE
- RADIO
- A.M.C.
- ELECTROALIMENTARE
- AUTOMATIZĂRI
- ELECTRONICA AUTO
- INVENȚII ȘI INOVAȚII
- CATALOG
- DIALOG CU CITITORII

SUMAR

Apelăm pe această cale la doritorii ce vor să publice în paginile revistei să ne trimită articole încadrabile în specificul nostru.

Drepturile de autor vor fi formate din tarifele legale, plus prime stimulative provenite din beneficiul revistei şi se vor încadra, în general, conform criteriilor de mai jos:

a)**1000-1500 lei** pentru un articol cu o contribuţie originală, deosebită, care conţine scheme, cablaje, detalii constructive şi are o întindere de minim 2 pagini, din care cel puţin 70% text;

b)**800-1000 lei** pentru un articol de sinteză cu bibliografie din care a rezultat o configuraţie originală cu conţinutul conform pct. a);

c)**600-800 lei** se va încadra articolul cu schemă, cablaj, detalii constructive, rezultat ca o aplicaţie directă a unor configuraţii de bază (amplificator, generator, mixer, numărător, temporizator, etc.) şi întindere conform pct. a);

d)**500-600 lei** pentru un articol cu o schemă originală şi o întindere de minim o pagină cu cel puţin 70% text;

e)**300 lei** în cazul articolelor prelucrate după cele apărute în alte reviste, străine sau româneşti şi având întinderea de o pagină cu 70% text;

f)**100-200 lei** pentru articole de informare tehnică cu întinderea de o pagină.

Aşteptăm scrisorile dvs. pe adresa: **Bucureşti, căsuţa poştală 5- 51.** Eventual, menţionaţi şi un număr de telefon la care puteţi fi contactaţi. Materialele sosite la redacţie şi care nu întrunesc condiţiile de publicare nu se returnează autorului.

COLEGIUL DE REDACŢIE

- Andrian Nicolae (redactor-şef)
- Gabriel Herţoiu, Radu Minciunescu, Petre Nicolae, Stan Sergiu, Simion Stanciu (redactori principali de rubrică)
- Adrian Dumitru (grafică, design, reclamă)
- Cănănău Voiţă Corneliu (editare şi tehnoredactare)

SUMAR NR. 4

HI-FI

¤ AMPLIFICATOR HI-FI (2x60 W) CONTROLAT ELECTRONIC pag.2

¤ PARAMETRII HI-FI pag.3

VIDEO-TV

¤ TV-SERVICE - TELECOLOR 3006-3007 . . . . . pag.4

¤ CURĂŢAREA CAPETELOR MAGNETICE LA VIDEORECORDERE pag.5

INFO-CALCULATOARE

¤ SINTEZA VORBIRII pag.6

¤ LIMBAJ DE ASAMBLARE Z-80 (Spectrum 48K) pag.8

RADIO

¤ ECHIPAMENTUL DE TRAFIC PENTRU RADIOAMATORI pag.9

¤ OSCILATOR - BAZĂ DE TIMP pag.10

A.M.C.

¤ TESTER MULTIFUNCŢIONAL pag.12

¤ A.M.C. DEFECTE, DEPANARE, REGLARE pag.13

ELECTROALIMENTARE

¤ SURSĂ DE ALIMENTARE PENTRU MICROCALCULATOARE PERSONALE pag.15

AUTOMATIZĂRI

¤ COMUTATOR DISK-JOCKEY pag.17

¤ MINIBAIE DE SPĂLARE CU ULTRASUNETE pag.19

ELECTRONICĂ AUTO

¤ ECONOMIZOR pag.20

INVENŢII ŞI INOVAŢII

¤ FILTRU ACTIV pag.22

CATALOG

¤ TRANZISTOARE NPN DE PUTERE PENTRU COMUTAŢIE - ECHIVALENŢE pag.23

DIALOG CU CITITORII

¤ ÎNDRUMAR PENTRU ÎNTOCMIREA ARTICOLELOR PUBLICABILE (**Fişa desenatorului**) pag.24

AMPLIFICATOR HI-FI (2x60W) CONTROLAT ELECTRONIC

ing. P. Nicolae

(continuare din numărul trecut)

În cazul unor puteri mai mici de 60W, rezistenţa R8 se va modifica de la 1Kohm la 2,2Kohmi corespunzătoare puterii de 15W. Rezistenţele R14 şi R15 au valoarea 0,33Ohmi la puterea de 4W sau 0,68Ohmi la puterea de 2W.

CUPLAREA ÎN PUNTE

Pentru puteri de peste 60W, se cuplează două module în punte ca în fig. 10. Tensiunea de alimentare a comenzii celor două module trebuie stabilizată şi să aibă valori cuprinse între +/-12V şi +/-15V. După cum se observă în figură, pentru a putea comanda un amplificator în punte, unul din module primeşte semnalul în fază, iar cel de-al doilea modul primeşte semnalul defazat cu 180°.

MODULUL DE TEMPORIZARE

La cuplarea alimentării amplificatoarelor apar pocnituri puternice în difuzoare datorate încărcării condensatoarelor. Aceste impulsuri pot duce la distrugerea difuzoarelor. De aceea, se recomandă ca difuzoarele să fie cuplate mai tîrziu decît alimentarea amplificatorului. Acest lucru îl face modulul temporizator din fig. 11. Timpul de cuplare se reglează din semireglabilul Rr şi poate fi de 3 secunde. Rezistenţele Rv (în Ohmi), se calculează în funcţie de tensiunea de alimentare şi caracteristicile releului:

$$R_v=(U_b-U_{rel}-1,4)/I_{rel}$$

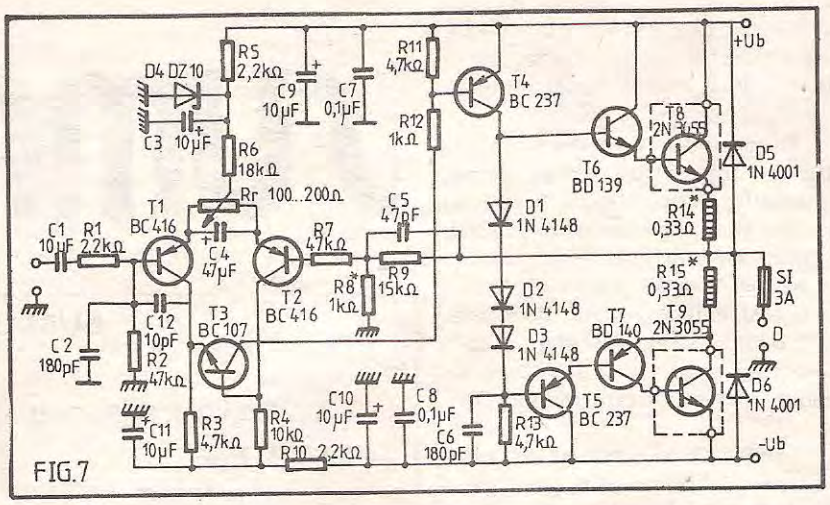


FIG.7

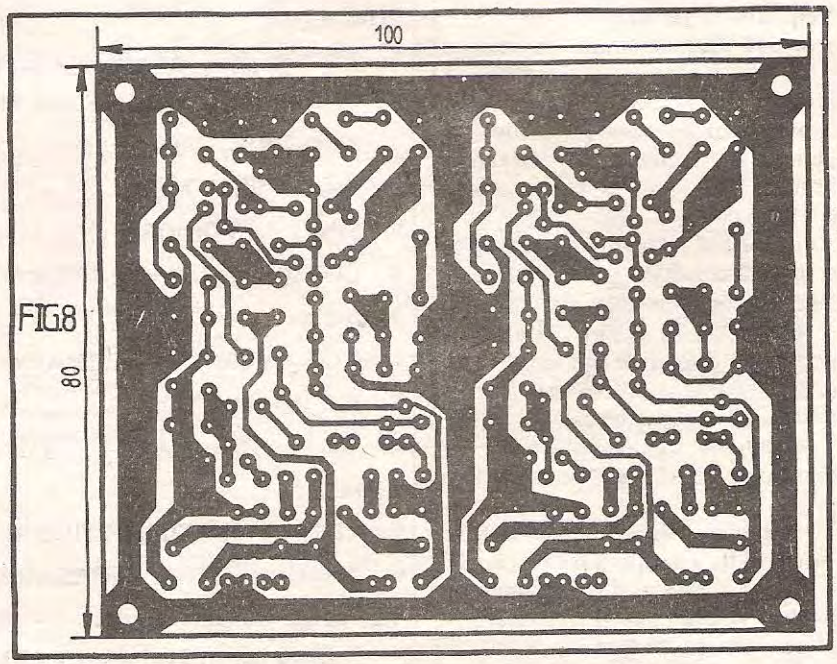


FIG.8

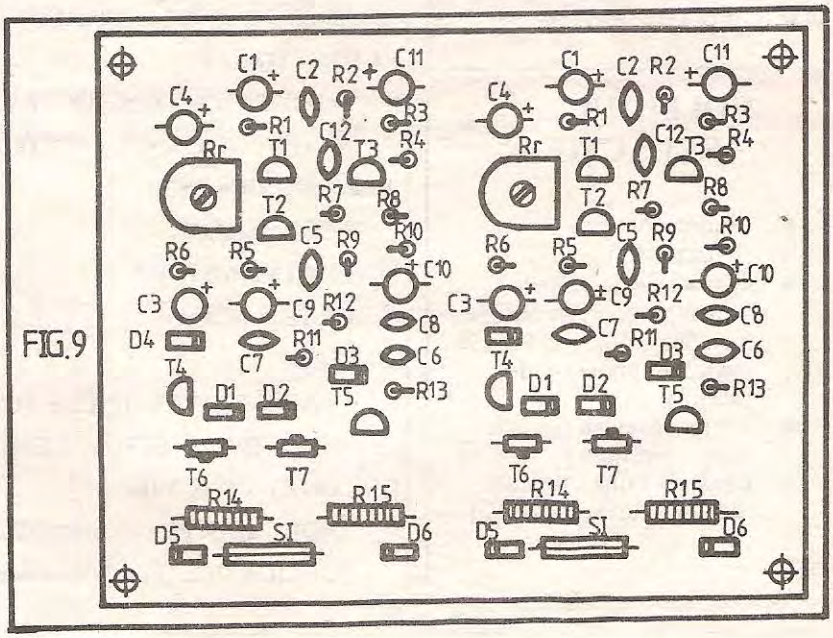


FIG.9

PARAMETRII HI-FI

ing A. Nicolae

Folosim în mod curent termenul HI-FI atunci cînd ne referim la un microfon HI-FI, la un amplificator HI-FI, la o coloană de difuzoare HI-FI, la un casetofon sau la un magnetofon HI-FI, dar ne punem rareori întrebarea: CE ÎNSEAMNĂ HI-FI ?

În componenţa lanţului HI-FI există dispozitive electroacustice (difuzoare, microfoane, căşti), amplificatoare, mecanisme de antrenare, suporţi de înregistrare (benzi, discuri), etc. Ca urmare există şi o varietate mare de parametri electrici, electroacustici, mecanici, etc., deoarece fiecare parte a lanţului trebuie să îndeplinească normele specifice HI-FI.

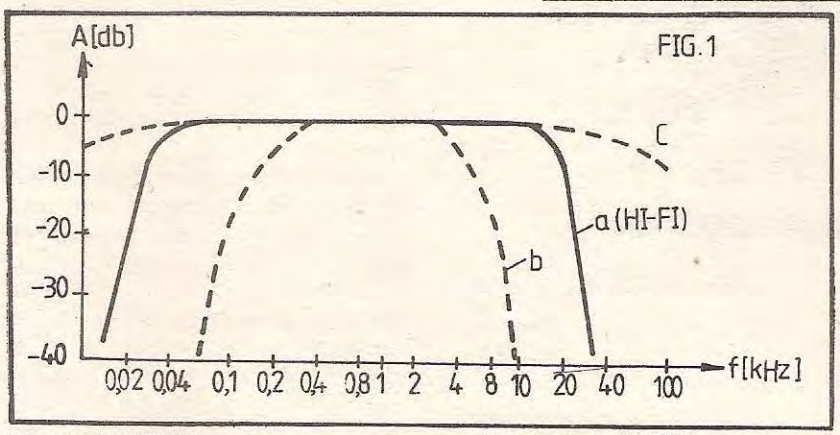
Scopul materialului este acela de a analiza şi prezenta principalii parametri care concură la obţinerea unui lanţ HI-FI.

Avînd în vedere faptul că în majoritatea elementelor, blocurilor şi subansamblelor componente ale unei instalaţii audio sînt înglobate amplificatoare, vor fi analizate pentru început valorile limită ale caracteristicilor amplificatoarelor HI-FI.

1.INTRĂRI ŞI SENSIBILITĂŢI

Pentru a putea lucra cu diverse surse de semnal, un amplificator se caracterizează prin mai multe categorii de intrări.

1.1. Intrările necompensate sînt prevăzute pentru a putea prelua semnale de cca. 500mV. Se caracterizează prin impedanţă mare (22 KOhmi) şi o capacitate echivalentă (ce apare în paralel pe



intrare) de 250 pF.

1.2. În această categorie se încadrează intrările necompensate care preiau semnalele mici de la capete de lectură şi au sensibilitatea de 5mV la frecvenţa de 1000Hz. Impedanţa de intrare trebuie să fie de 2,2 KOhmi.

1.3 La acest punct sînt grupate intrările de microfoane ale căror caracteristici se definesc de către constructor. O menţiune importantă este aceea că sensibilitatea trebuie să fie mai bună cu cel puţin 10dB faţă de tensiunea electromotoare furnizată în cazul cel mai defavorabil.

2. DOMENIUL UTIL DE FRECVENŢĂ ŞI NELINIARITATEA

Aici sînt cumulate mai multe condiţii privind banda de frecvenţe şi neliniaritatea răspunsului în frecvenţă. Pentru domeniul HI-FI limitele minime admise sînt (fig.1, curba a):

- domeniul de frecvenţă între 40Hz şi 16000Hz;
- toleranţa de neliniaritate este de +/-1dB în cazul 1.1. şi de +/-2dB în cazul 1.2.; valorile se determină relativ la nivelul măsurat la frecvenţa de 1000Hz.

De ce aceste date şi nu altele?

Frecvenţa minimă perceptibilă este o constantă a urechii umane şi anume 16Hz, diferind foarte puţin de la om la om. La frecvenţe înalte nu există o limitare structurală astfel încît, la tinereţe, audibilitatea se situează la 18-20 KHz şi scade cu înaintarea în vîrstă pînă la aproximativ 10 KHz. Experienţele au arătat că o bandă de 50-15000Hz nu produce o înrăutăţire de peste 1% a calităţii faţă de situaţia în care s-ar reda toată banda audio.

Pe de altă parte trebuie analizată şi structura semnalului audio cu cele două componente: muzică şi vorbă. O orchestră simfonică emite un sunet complex cu banda între 15Hz şi 20KHz dar energia maximă se manifestă în banda 50Hz -15KHz. Vorba are componente de vîrf între 60Hz şi 8-10 KHz.

Nu în ultimul rînd trebuie subliniat faptul că sensibilitatea maximă a urechii, conform curbelor izofone Fletcher-Munson, se manifestă în gama 1-6 KHz.

(continuare în numărul viitor)

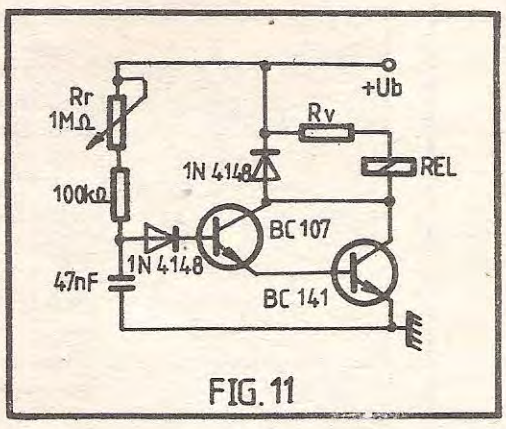
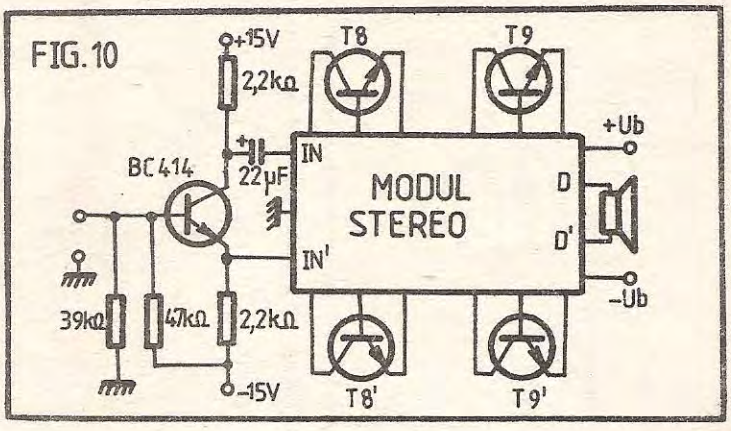
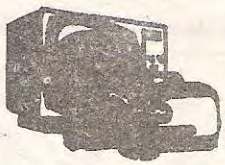


FIG. 11





VIDEO-TV

TV-SERVICE

TELECOLOR 3006 - 3007

(continuare din numărul trecut)

Bobina **L25** intră în componenţa unui circuit de defazare aferent circuitului integrat **MCA 650** (fig. 4), circuitele realizînd împreună demodularea de frecvenţă pe canalul de roşu. Situaţia bobinei **L24** este identică, dar pentru canalul de albastru. Semnalul VDR (roşu) este rezultatul modulaţiei în frecvenţă a unei subpurtătoare f_{OR}=4,406MHz cu semnalul diferenţă de culoare DR, în timp ce VDB (albastru) este obţinut prin modularea în frecvenţă a subpurtătoarei f_O=4,250MHz cu semnalul DB. În cazul transmisiunii unor imagini alb-negru, frecvenţa semnalelor de crominanţă va fi egală cu f_{OR}, respectiv f_{OB}, deviaţiile instantanee de frecvenţă vor fi mai mici decît 506KHz. Deci este necesar ca cele două demodulatoare MF să fie acordate pe 4,406MHz, cu banda de minim 1,2MHz. Întreruperea bobinei **L25** strică defazajul semnalului **VDR** la pinul **5** al circuitului integrat **MCA 650** iar întreruperea bobinei **L24** pe cel al semnalului **VDB** la pinul **8**. Dereglarea simultană a bobinelor **L24**, **L25** conduce la recepţia în SECAM a unor imagini color cu o tentă dominantă de roşu, verde sau albastru.

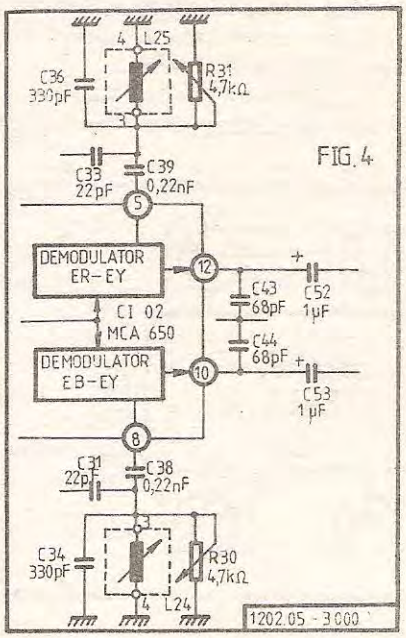


FIG. 4

PAL, SECAM : Saturaţia culorilor nu poate fi reglată cu ajutorul potenţiometrului de pe panoul aparatului (R45 întrerupt)

În modulul decodor de culoare cele două semnale **ER-EY** şi **EB-EY** vor parcurge (după intrarea în **MCA 660**) cîte un etaj destinat reglării amplitudinii, prin urmare a saturaţiei culorilor redate pe ecran. Cele două etaje, funcţionînd după principiul "potenţiometrului electronic" sînt comandate cu o tensiune continuă transmisă de la terminalul **26** al modulului, prin **R45**, spre pinul **5** al integratului unde este filtrată cu ajutorul lui **C52**. Tensiunea provine de pe cursorul potenţiometrului de reglaj (de pe panoul aparatului) al saturaţiei, **R1402**, conectat cu un capăt la masă şi cu celălalt capăt, prin intermediul lui **R1404**, la tensiunea de alimentare a decodorului (fig. 5).

Strălucirea imaginii este extrem de mare (C06 întrerupt)

Dacă tensiunea de pe pinul **13** al circuitului integrat **A231D** din modulul video este de aproximativ 4V atunci cauza acestui simptom este în amplificatorul de luminanţă, mai exact în întreruperea condensatorului **C06**. Acest condensator intervine în axarea semnalului video complex color. Axarea propriu-zisă se realizează prin restabilirea unei valori constante a nivelelor de stingere ale semnalului de luminanţă la pinul **1** al circuitului integrat **A270D** (fig. 6).

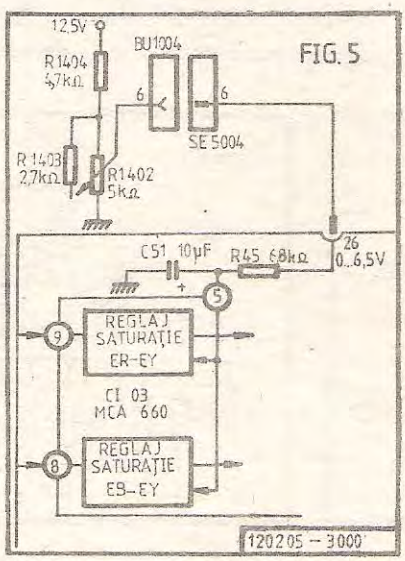


FIG. 5

Semnalul menţionat se aplică la pinul **13** al circuitului integrat **A231D** şi este apoi preluat din emitorul unui tranzistor intern, repetor (pinul **14**), în scopul aplicării sale la intrarea circuitului comutator al axării, dispusă în pinul **15** al **A270D**. Pe durata impulsurilor de axare condensatorul **C06** se va încărca la o tensiune proporţională cu nivelele de stingere ale semnalului **EY**. Pe durata cursei directe comutatorul este închis, **C06** nu se poate descărca. Tensiunea preluată de pe **C06**, precum şi tensiunea de comandă ajustată în pinul **12** se aplică unui circuit comparator. Dacă valorile coincid, nivelul de stingere al semnalului aplicat adaptorului de impedanţă nu va fi influenţat. Dacă se constată o diferenţă constantă sau o fluctuaţie de la o linie TV la alta, comparatorul va furniza o tensiune de polarizare în scopul corectării nivelului de stingere al semnalului **EY** furnizat. Astfel se poate realiza cu circuitul de axare atît refacerea componentei continue şi valorii medii corecte a semnalului **EY**, cît şi reglarea nivelului de stingere. Circuitul integrat **A270D** nu are echivalent fabricat în România.

AN, PAL, SECAM: Punctul de alb are o pronunţată tendinţă spre albastru (C16 scurtcircuit), spre verde (C15 scurtcircuit) sau spre roşu (C14 scurtcircuit).

REGLAREA ALBULUI DINAMIC (R37, R38)

Deplasarea albului către albastru, verde sau roşu este manifestarea unor defecte din etajele finale RGB, etaje dispuse din punct de vedere constructiv pe modulul de videofrecvenţă şi realizate în principal cu componente discrete.

(continuare în numărul viitor)

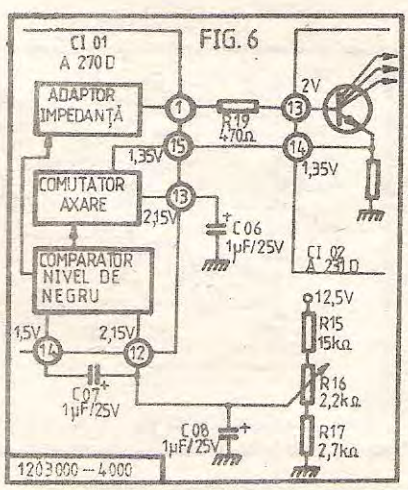


FIG. 6

CURĂŢAREA CAPETELOR MAGNETICE ALE VIDEORECORDERULUI

ing. Şerban Naicu

Discul cu capete magnetice rotative, denumit şi tambur superior (Upper drum), reprezintă partea cea mai importantă dintr-un videorecorder. Durata lui de funcţionare este menţionată în recomandările producătorului dar niciodată mai mică de 2000 de ore. Această durată poate fi prelungită în cazul unei exploatări corecte sau redusă în urma unei utilizări defectuoase.

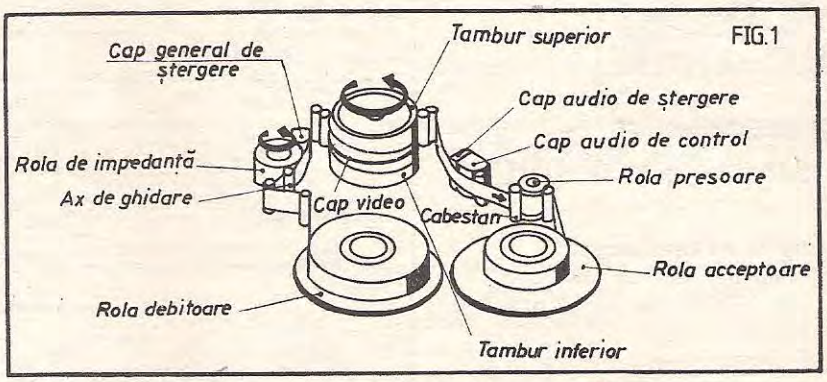
Se recomandă astfel utilizarea videorecorderului într-o încăpere lipsită de praf. De asemenea casetele vor avea banda neşifonată şi neabrazivă. Chiar respectînd aceste prescripţii, periodic (cca 500 ore de funcţionare) se recomandă curăţarea discului cu capete rotative, precum şi întregul traseu al benzii. În fig. 1 se reprezintă sistemul de transport mecanic.

În general, videocasetofonul dispune de două capete video aşezate în acelaşi plan şi la 180°, pe un disc care se roteşte în timpul funcţionării. Capetele magnetice sînt realizate din particule submicronice de ferită presată la cald după care sînt lipite pe o plăcuţă metalică pentru a se putea fixa şi regla pe discul rotativ. Cele două capete lucrează simultan atît la înregistrare cît şi la redare. Vîrful capetelor magnetice depăşeşte cu cîţiva microni periferia discului, pentru a realiza un contact perfect cu banda magnetică în timpul funcţionării.

Tipurile mai evoluate de videorecordere dispun chiar de 3...6 capete magnetice fixate pe discul rotativ, în scopul satisfacerii unor facilităţi.

Precizia de poziţionare a capetelor magnetice pe discul rotativ este extrem de ridicată, fiind realizată cu dispozitive speciale. De aceea nu se recomandă schimbarea capetelor magnetice în caz de uzură foarte avansată (cînd metodele prezentate mai jos nu mai sînt eficiente) ci înlocuirea întregului disc rotativ.

Operaţia de schimbare a discului cu capete necesită o reglare ulterioară a blocurilor de procesare a semnalului video şi a blocului servosistemelor pentru o funcţionare impecabilă a videocasetofonului.



Curăţarea capetelor video rotative este posibilă în două moduri diferite. Primul, la îndemîna oricui, constă în utilizarea unei casete speciale de ştergere. Nu trebuie utilizată caseta de ştergere mai mult de 10 secunde la o trecere. După o primă trecere a casetei de ştergere se va face o probă cu videocasetofonul prin înregistrarea unei porţiuni de bandă pentru a se observa eventualele îmbunătăţiri ale imaginii. Dacă această ştergere este nesatisfăcătoare se repetă operaţiunea de curăţire a capetelor video cu caseta de ştergere, dar cel mult încă de două ori.

Dacă după cele trei ştergeri ale capetelor cu caseta specială imaginea vizualizată nu este satisfăcătoare se va utiliza cel de- al doilea procedeu.

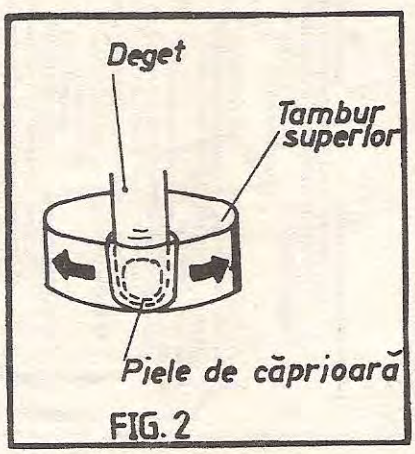
Al doilea mod de curăţare a capetelor constă în ştergerea capetelor magnetice cu o piele de căprioară.

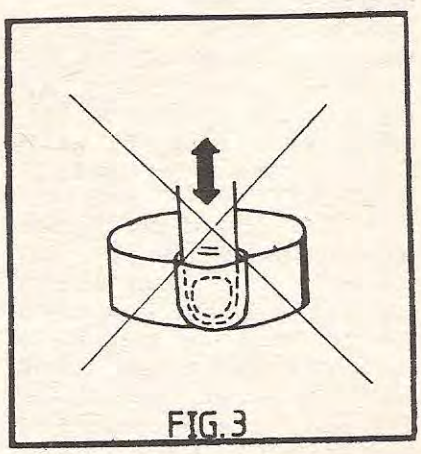
După demontarea capacului videocasetofonului (videorecorder sau videoplayer) se va proceda ca în fig. 2.

Cu ajutorul unui degetar (mănuşă) făcut din piele de căprioară, pe care se pun cîteva picături de alcool izopropilic, printr-o uşoară atingere se va şterge discul rotativ de la stînga la dreapta şi invers de 4-5 ori. Se interzice cu desăvîrşire o deplasare verticală a degetarului de ştergere din piele de căprioară. Aceasta poate duce la distrugerea imediată a capetelor magnetice (fig.3).

Se va evita atingerea cu mîna neizolată (fără degetar) a oricărei părţi a discului rotativ.

Cu această ocazie este bine să fie curăţate şi celelalte componente din sistemul de transport mecanic al benzii magnetice: role debitoare şi acceptoare, rola de impedanţă, axul dispozitivului de tensionare a benzii, axul înclinat şi rola de ghidare (dispuse la intrarea şi ieşirea benzii de pe discul rotativ), capul de control audio, rola presoare, axul cabestanului.





INFO CALCULATOARE

SINTEZA VORBIRII

ing. Radu Minciunescu

(continuare din numărul trecut)

4.3. Circuitele de control şi sincronizare

Sistemul prezentat în fig. 16 este destinat să lucreze cu un microcalculator echipat cu microprocesor avînd magistrala de date de 8 biţi şi a cărui memorie RAM organizată în cuvinte de 8 biţi, trebuie să aibă o mărime de cel puţin 8KXT. T reprezintă durata în secunde a mesajului ce se doreşte a fi prelucrat.

Calculatorul la care se ataşează acest dispozitiv trebuie să fie capabil să lucreze cu întreruperi avînd frecvenţa de 8KHz.

Ceasul dispozitivului generează semnalele de tact necesare funcţionării CODEC-ului şi filtrului digital, serializării datelor sau împachetării lor (cîte 8) şi acţionarea sistemului de întreruperi periodice. Generatorul de tact a fost implementat cu circuitul IC1 - 8224 din familia INTEL 8080. Acesta cuprinde un oscilator pilotat cu cuarţ, un divizor cu 9 precum şi circuitele de reset şi sincronizare care nu sînt utilizate în schema de faţă. Deoarece CODEC-ul utilizează un tact de 2048KHz frecvenţa cristalului va trebui să fie de 9x2048=18432KHz. Semnalul de 2048KHz se obţine la ieşirea $\Phi 2$ TTL a circuitului IC1 şi are factorul de umplere 1/2. Acesta se foloseşte ca semnal de tact pentru registrele de deplasare IC3, IC4, IC5, IC6 care realizează serializarea (IC3 şi IC4) respectiv împachetarea, cîte 8, a biţilor de date (IC5 şi IC6). Acelaşi semnal inversat şi notat CK în fig. 23 se aplică CODEC-ului şi filtrului digital fiind utilizat ca tact de emisie respectiv tact de recepţie. Atît CODEC-ul cît şi filtrul lucrează continuu în duplex. Transportul datelor într-un sens sau altul se efectuează sub controlul programului executat de calculator. Semnalul $\Phi 2$ TTL este divizat de numărătorul dublu de 4 biţi IC15 (MMC4520). Cele două numărătoare sînt conectate

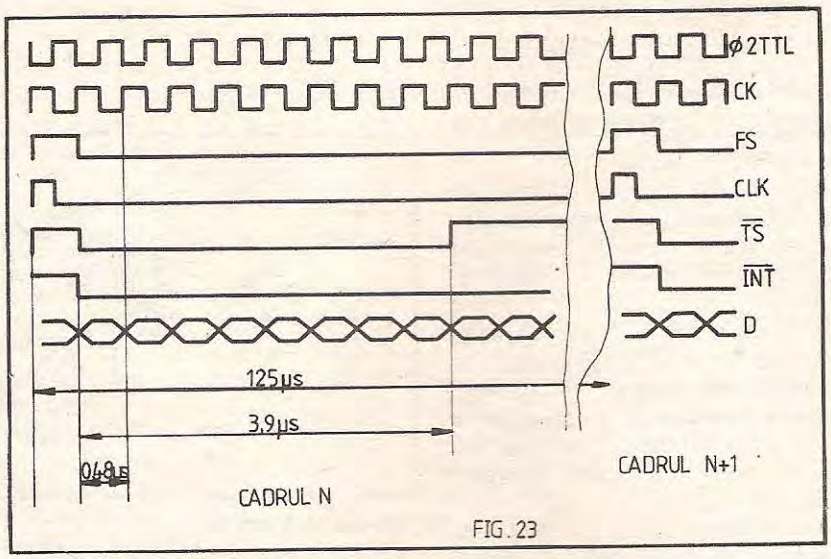


FIG. 23

astfel încît să se obţină un numărător de 8 biţi. Cu poarta AND (8 intrări) se formează semnalul de sincronizare cadru F5 (fig. 23). De asemenea acelaşi semnal este aplicat pentru a controla modul de funcţionare - încărcare paralelă sau deplasare serială - a registrelor IC3 şi IC4. Cu ajutorul uneia din porţile circuitului integrat (MMC4081) se realizează un semnal asemănător lui FS dar mai îngust.

La trecerea semnalului FS din "1" în "0" logic CODEC-ul generează semnalul $\overline{TS}_X$ reprezentat în figură. Pe timpul cît acest semnal are nivelul zero logic CODEC-ul transmite sau recepţionează cei 8 biţi reprezentînd un eşantion codificat. Pe frontul negativ al acestui semnal este declanşat monostabilul realizat cu IC14 (MMC4047).

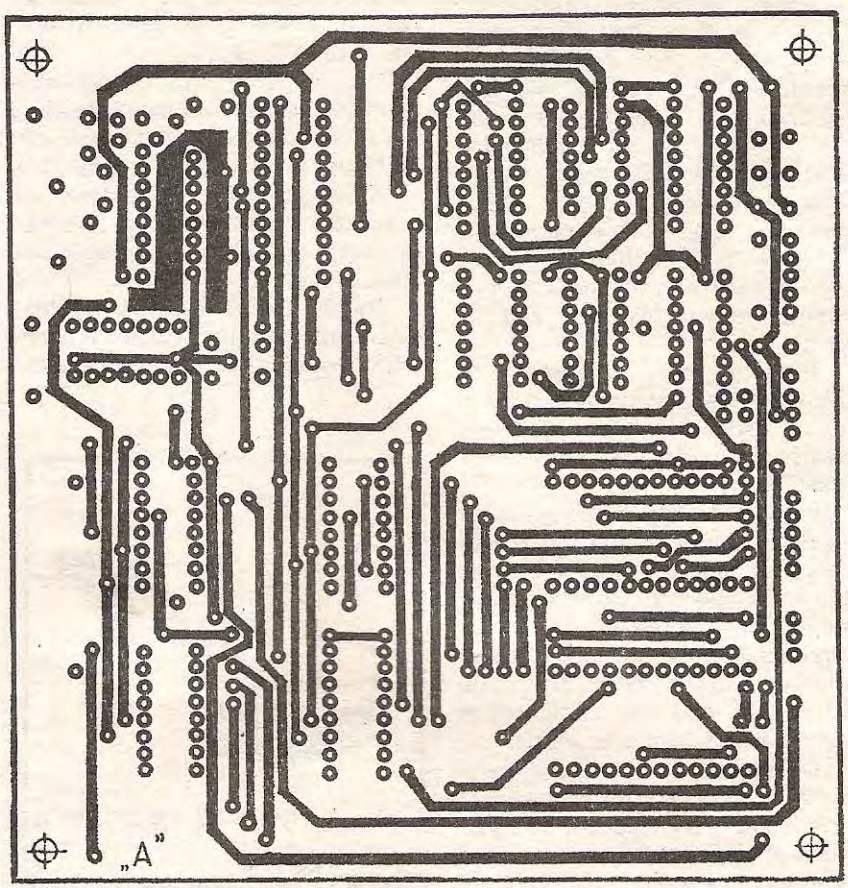
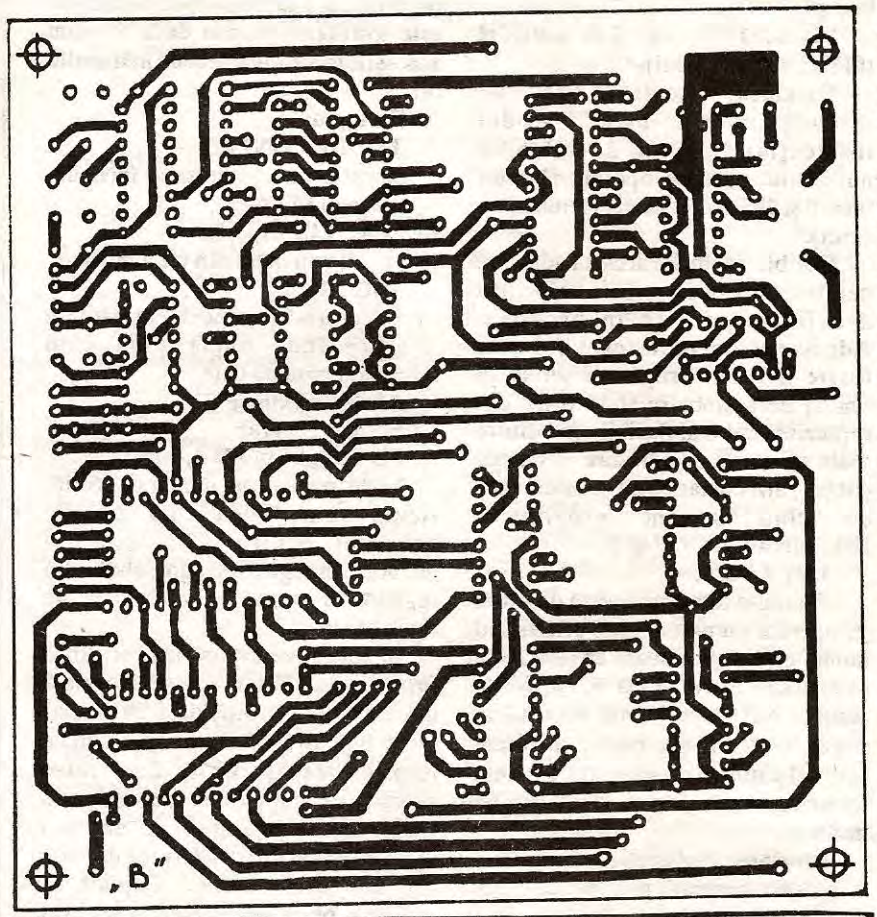


Fig. 24



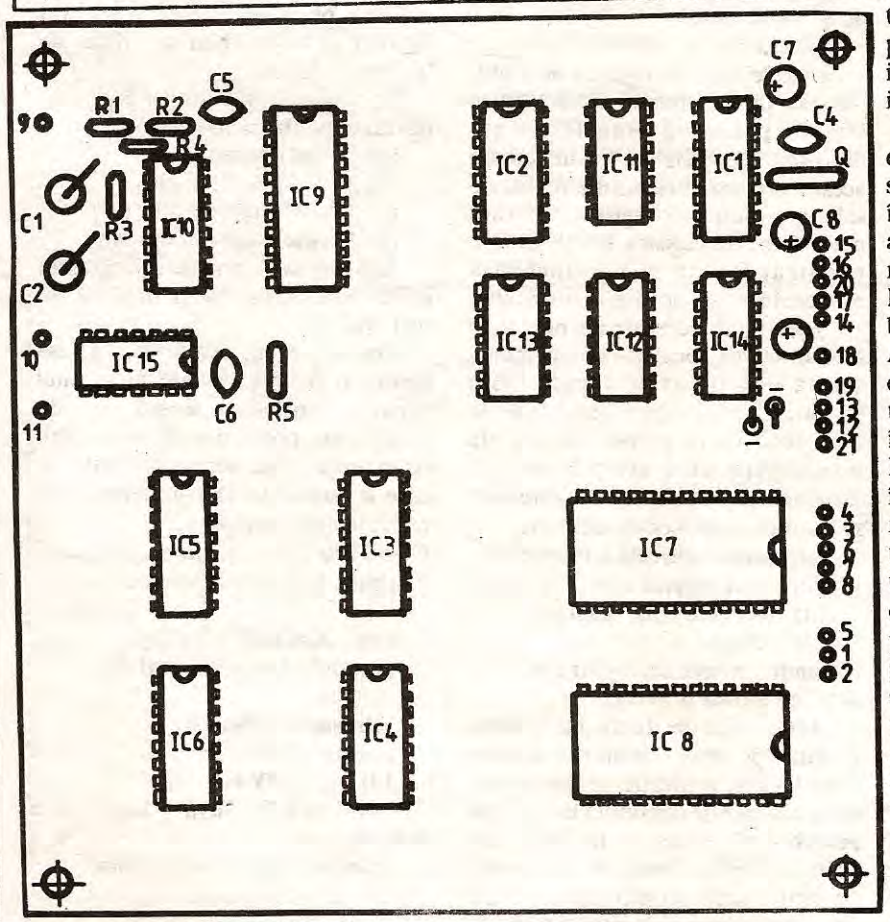


Fig. 25 - 26

Constanta de timp a acestuia (100px30K=3μs) este suficientă pentru ca microprocesorul să recunoască întreruperea.

Circuitul IC7 (8212) este utilizat ca interfaţă de ieşire. Cu intrarea STB în "1" logic şi cu MD în "0" logic înscrierea datelor în 8212 se realizează prin simpla selecţie a acestor porturi ($\overline{DS1}$=0 şi DS2=1). IC8 (8212) este conectat ca port de intrare pentru calculator. La punctul 18 se aplică semnalul $\overline{IORQ}$ provenit de la magistrala de comenzi a microprocesorului Z80. Pe punctul 17 se aplică semnalul $\overline{WR}$ iar pe 19 semnalul $\overline{RD}$. La activarea lui $\overline{IORQ}$, împreună cu $\overline{WR}$, cei 8 biţi de pe magistrala de date vor fi înscrişi în portul IC7; la activarea lui $\overline{IORQ}$, împreună cu $\overline{RD}$, datele depuse de IC8 pe magistrală vor fi transferate în microprocesor. Cu porţile IC12 şi IC13 se realizează o decodificare incompletă în spaţiul adreselor de port ale microprocesorului, utilizîndu-se numai 2 din biţii magistralei de adrese. Punctele 1 ... 8 ale interfeţei se conectează pe magistrala de date a microprocesorului (8 biţi). Punctul 11 trebuie conectat la intrarea $\overline{INT}$ a procesorului. Punctul 9 reprezintă intrarea analogică a sistemului iar 10 ieşirea analogică a acestuia.

CODEC-ul şi filtrul funcţionînd continuu, lucrul cu calculatorul se face sub controlul programului. La înregistrare semnalul analogic se aplică pe terminalul 9. CODEC-ul realizează eşantionarea cu o rată de 8 KHz, conversia analog/digitală pe 12 biţi şi compresia dinamică după legea A (realizată digital) rezultînd un cuvînt de 8 biţi disponibil serial atît timp cît $\overline{TS_x}$ este "0". Cei 8 biţi sînt împachetaţi cu ajutorul circuitelor IC5 şi IC6. $\overline{TS_x}$ generează o întrerupere în urma căreia microprocesorul preia cei 8 biţi şi îi transferă în memorie. În cazul redării, tot ca urmare a unei întreruperi, cuvîntul de 8 biţi este transferat în portul IC7. De aici este încărcat paralel în IC3 şi IC4 unde are loc serializarea informaţiei care se transmite bit cu bit CODEC-ului. Acesta realizează expandarea eşantionului codat, formarea sa şi transmiterea la filtrul digital. După filtrare (trece jos) se obţine pe ieşirea VFR_0 semnalul analogic corespunzător eşantioanelor citite din memoria calculatorului.

LIMBAJ DE ASAMBLARE Z-80 (Spectrum 48K)

Radu Paşalega

Pentru început, considerînd că aveţi oarece cunoştinţe în manipularea numerelor binare şi hexazecimale cît şi despre construcţia propriu-zisă a microprocesorului Z-80A, vă propunem o mică incursiune în programarea în limbaj de asamblare a calculatorului dvs.

După cum ştim, microprocesorul care echipează calculatorul este dotat din construcţie cu un număr de "registre" pe care vom învăţa să le folosim şi de asemenea cum le foloseşte chiar UCP (Unitatea Centrală de Procesare - microprocesorul). Un avantaj al UCP Z-80 este acela că posedă un număr mare de registre (comparativ cu microprocesoarele din generaţii mai vechi) ceea ce sporeşte considerabil numărul de operaţii ce se pot efectua implicînd aceste registre. Vom cunoaşte mai multe moduri de adresare a registrelor:

- adresare imediată;
- adresare la registru;
- adresare indirectă la registru;
- adresare extinsă;
- adresare indexată.

Pînă acum nu avem decît o simplă listă de nume; nu vă îngrijoraţi, vom trece cu exemplificarea prin fiecare în parte.

Adresare imediată

Forma generală pentru acest gen de adresare este:

LD r,n ;

unde "**r**" reprezintă un registru de 8 biţi iar "**n**" un număr maximum de 8 biţi. Deci, adresarea imediată este o tehnică ce implică folosirea unui singur registru iar datele sînt specificate în instrucţiune.

De aici rezultă ca UCP-ul poate executa instrucţiunea imediat ce a fost recepţionată deoarece nu mai este nevoie ca microprocesorul să caute date suplimentare în memorie pentru execuţia operaţiunii.

Exemplu. Dorim să încărcăm în acumulator valoarea 215. Nimic mai simplu; ştim că instrucţiunea de încărcare (mnemonica) este "LD" iar acumulatorul este registrul "A". De asemenea, cunoscînd valoarea pe care urmează să o încărcăm în "A" nu mai rămîne decît să punem tot ce avem cap la cap:

LD A,215D sau **LD A,0D7H** (0D7H=215 zecimal)

Formatul acestui tip de instrucţiune este: bytul 1- codul instrucţiunii, bytul 2- valoarea numărului cu care operăm (limitat între 0 şi 255 deoarece avem numai un octet).

De obicei folosim această adresare pentru a iniţializa contoare ori pentru a defini constante în program. Adresarea imediată este folosită foarte mult în programe scrise în limbaj de asamblare şi în orice caz reprezintă cel mai flexibil mod dintre toate modurile de adresare deoarece conţine atît comanda cît şi datele încă de cînd scriem programul. Echivalentul BASIC ar fi:

LET A=215.

Cu toate că avem nevoie de astfel de operaţii nu putem scrie programul numai cu ele şi cu toate că adresarea este foarte convenabilă nu se poate rezolva nici o problemă majoră. În sfîrşit, dacă tot am pornit să facem ceva cel puţin, ca programatori, putem spune ce număr şi în ce registru să fie încărcat.

Adresarea registrelor

Forma generală pentru acest gen de adresare este:

LD r,r :

unde "**r**" este un registru de 8 biţi. Tehnica implică numai două registre simple pentru a transfera date dintr-unul în celălalt. UCP-ul acceptă acest lucru între oricare din registrele sale, mai puţin cu registrul "F" care nu-i deloc un registru uzual. El este registrul fanion şi nu stochează numere în sensul normal al cuvîntului.

Acest tip de adresare are nevoie de numai un byt (octet), nefiind numai scurtă dar şi foarte rapidă (este executată într-o microsecundă). De aici rezultă o primă regulă de programare: cînd avem nevoie de programe rapide şi eficiente este bine să folosim acest mod de adresare.

Adresarea indirectă a registrelor

Formatul general este:

LD (rr),A ori **LD A,(rr) ;**

LD (HL),n

unde "**rr**" este un registru pereche şi "**n**" un număr de 8 biţi.

Acest mod de lucru cu "putere sporită" permite transferul de date între UCP şi o locaţie de memorie a cărei adresă este conţinută în registrul pereche "**rr**". Adresarea indirectă este destul de rapidă fiindcă nu are nevoie de citirea adresei din memorie. În orice caz trebuie să încărcăm registrul pereche cu o adresă de bază ceea ce este avantajos numai dacă folosim aceeaşi adresă apropiată de mai multe ori.

Exemplu:

```
    LD HL,CONTUR
    ; încarcă în HL adresa de început
      a bazei DATA
BUCLA LD A,(HL)
    ; scoate un octet din baza de date
    INC HL
    ; treci la adresa imediat următoare
```

Continuă bucla pînă cînd terminăm baza de date.

Adresare extinsă

Format general:

LD (nn),A sau **LD A,(nn)** ;

unde "**nn**" este un număr de 16 biţi. Acum vom vedea cum trebuie procedat pentru a încărca din memorie în registru şi cum salvăm din registre în memorie datele care ne interesează.

În adresarea extinsă instrucţiunea furnizează UCP-ului o adresă formată din 2 octeţi (16 biţi) deci un număr între 0 şi 65535. Dacă operaţiunea implică transferul de date între acumulator şi memorie sau viceversa, numai obiectul specificat de "**nn**" va fi afectat. În cazul transferului de date "în" sau "din" memorie implică un registru pereche, atunci şi octetul imediat următor celui specificat de "**nn**" va fi afectat.

Formatul acestui tip de instrucţiune (în memorie) este:

byt 1 - cod operaţie;
byt 2 - cod posibil în plus;
byt 3 - octet inferior din "nn";
byt 4 - octet superior din "nn".

Iată deci calea prin care programul poate citi memoria şi încărca un registru.

Din nou avem nevoie de o adresă absolută; cu alte cuvinte programul rezultat folosind acest tip de instrucţiune poate să nu fie relocatabil cu excepţia cînd adresa absolută pe care o foloseşte instrucţiunea este relocatabilă. Exemplu:

```
CONTUR: DB n,n,n,n,....
    ; baza de date a conturului
    ...
    LD A,(CONTUR)
    ; încarcă în A primul byt din
      contur.
```

Adresarea indexată

Formatul general:

LD r,(IX/IY+d) sau

LD (IX/IY+d),r sau alte instrucţiuni.

(continuare în numărul viitor)

ECHIPAMENTUL DE TRAFIC PENTRU RADIOAMATORI

YO3DKM

(continuare din numărul trecut)

Se poate utiliza un sintetizor catalitic (cu mixări) sau unul cu fază blocată. În ambele cazuri complexitatea blocului este destul de mare dar noile tehnologii în domeniul circuitelor integrate logice şi liniare au rezolvat problemele de gabarit şi performanţe bune. Acest prim etaj generator de frecvenţă (4) acoperă plaja din sută în sută de KHz fapt ce duce la posibilitatea utilizării sintetizoarelor cu mai puţine bucle PLL.

Prima frecvenţă intermediară asigură o bandă de 100KHz, suficientă pentru eliminarea imaginilor şi pentru a putea asigura recepţionarea semnalelor din interiorul unei plaje de 100KHz. Ca urmare cel de-al doilea oscilator local (8) este un VFX cu frecvenţa variabilă în banda 62,83 ... 62,73MHz. În cazuri extreme poate fi "forţată" comanda unui oscilator cu cuarţ (VXO) pentru a obţine plaja respectivă dar pot apărea probleme de stabilitate.

A doua frecvenţă intermediară (9-10) are o valoare mică (1970 KHz) dar suficient de ridicată pentru a fi eliminată frecvenţa imagine. În acest bloc se obţine o amplificare suficientă pentru a mări raportul semnal/zgomot. Filtrul (9) poate fi realizat cu bobine sau cristale de cuarţ. În cazul utilizării bobinelor selectivitatea propriu-zisă se obţine în a treia frecvenţă intermediară (13 - 14 - 15) rezultată la ieşirea mixerului (11). Al treilea oscilator (12) este pilotat de un cristal de cuarţ (2MHz). Valoarea de 30 KHz pentru această ultimă frecvenţă intermediară ajută la realizarea filtrelor de bandă îngustă pentru recepţionarea semnalelor SSB şi telegrafice (CW). Pentru demodularea acestora se utilizează mixerul (16) unde se reintroduce purtătoarea suprimată la emisie (27 ... 33KHz). Oscilatorul (17) se realizează cu bobine deoarece la această frecvenţă se obţine o stabilitate suficientă.

Odată cu revoluţia tehnologică din domeniul circuitelor integrate pe scară largă, a filtrelor cu efect de suprafaţă şi a componentelor pentru frecvenţă înaltă a apărut şi o nouă generaţie de echipament de trafic. Astăzi nu mai surprinde pe nimeni utilizarea microprocesoarelor pentru a realiza sinteza de frecvenţă, acordul automat pe post sau adaptarea la antenă.

Schema bloc simplificată a unui astfel de transceiver se dă în fig. 6. Aparatul permite mai multe facilităţi printre care se numără:

- recepţionarea în gama 0,15 ... 30MHz;
- sintetizor de frecvenţă cu afişaj numeric şi rezoluţie de 10Hz;
- memorie de frecvenţă şi programator digital;
- selectivitate variabilă;
- alimentare unică de la un redresor sau baterie de 12V, etc.

Transceiverul are 4 schimbări principale de frecvenţă din care două se utilizează pentru obţinerea selectivităţii variabile.

Filtrul de intrare (1) de tipul trece-jos, are mai multe secţiuni comutate electronic (automat) prin comenzi primite de la calculator (14), funcţie de frecvenţa recepţionată. Acest bloc este utilizat atît la recepţie cît şi la emisie, prin comutare electronică.

Primul oscilator (15) asigură acoperirea necesară traficului în gama 0,15 ... 30 MHz. Cu sprijinul tehnologiei actuale s-a reuşit realizarea unui sistem PLL cu o rezoluţie constantă de 1Hz în toată plaja de 30MHz.

Prima schimbare de frecvenţă se realizează cu un mixer cu diode (2) bidirecţional. Tot tehnologia actuală a permis realizarea unui filtru pe 73,115 MHz (3) cu o bandă de 20KHz. În acest fel se asigură încă de la prima frecvenţă intermediară atît o bună selectare cît şi obţinerea unui raport semnal/zgomot excelent.

(continuare în numărul viitor)

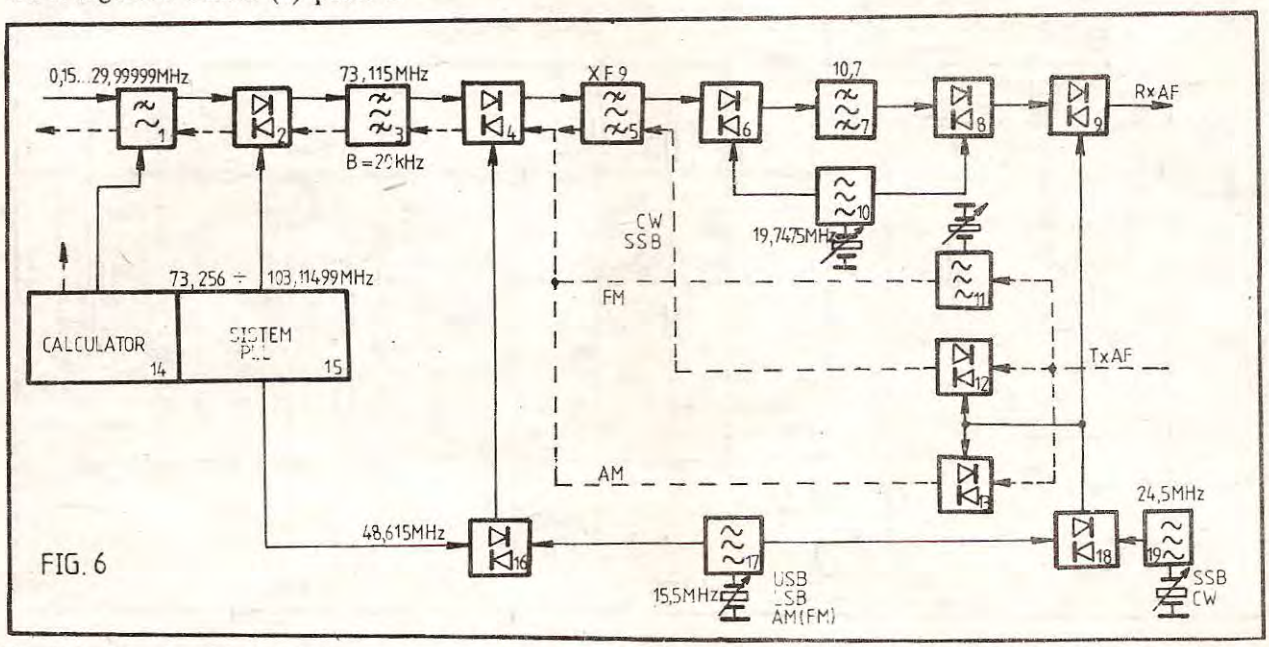


FIG. 6

OSCILATOR - BAZĂ DE TIMP

ing. Şerban Naicu

Lucrarea se referă la un oscilator de tip Driscoll pilotat cu cristal de cuarţ de 5 MHz. În scopul măririi stabilităţii frecvenţei de oscilaţie, oscilatorul este termostatat pentru a se menţine constantă temperatura cristalului de cuarţ.

Oscilatorul - bază de timp se poate utiliza în aplicaţiile care solicită o mare stabilitate a frecvenţei de oscilaţie (aparatură de măsură, radiocomunicaţii profesionale ş.a.).

I - INTRODUCERE

Proiectanţii de aparatură profesională de măsură şi comunicaţii s-au confruntat permanent cu probleme legate de creşterea stabilităţii oscilatoarelor.

La început s-a recurs la pilotarea oscilatoarelor cu rezonatoare cu cuarţ care, datorită factorului de calitate foarte mare, ridică stabilitatea oscilatoarelor la ordinul 10^{-6} ... 10^{-7}.

Această soluţie a corespuns la un moment dat. Pentru performanţe superioare s-a recurs la termocompensarea cristalului de cuarţ. Se ştie că montarea unei capacităţi (în serie sau paralel) modifică (în sensul scăderii sau creşterii) frecvenţa de oscilaţie. S-a folosit în mod deliberat această particularitate, introducîndu-se în circuitul rezonatoarelor cu cuarţ diode varicap polarizate prin intermediul unor rezistenţe sau termistoare care îşi modifică valoarea cu temperatura. Acestea sînt astfel alese încît să compenseze variaţia frecvenţei cristalului de cuarţ. Reţeaua de polarizare a varicapului se determină cu ajutorul unor programe de calcul.

Astfel, prin termocompensarea cuarţului, se obţin stabilităţi de ordinul 10^{-7} ... 10^{-9}.

O soluţie şi mai bună destinată creşterii stabilităţii frecvenţei de oscilaţie o constituie termocompensarea. Aceasta constă în menţinerea cristalului de cuarţ la o temperatură constantă în tot domeniul temperaturilor de lucru ale oscilatorului.

Prin intermediul acestei soluţii se obţin stabilităţi de ordinul 10^{-8} ... 10^{-9} sau mai ridicate.

II. DESCRIERE FUNCŢIONALĂ

Schema electronică a oscilatorului termostatat (fig. 1) conţine două părţi funcţionale: termostatul realizat cu circuitul integrat βA723 şi oscilatorul de tip Driscoll realizat cu tranzistoarele T2 şi T3.

Termostatul utilizează ca element traductor termistorul R_T (tip NTC) iar ca element de încălzire tranzistorul T1. Elementele încercuite cu linie punctată, respectiv termistorul R_T, tranzistorul T1 şi cuarţul Q se află montate pe acelaşi radiator. R_T se află montat într-un braţ al punţii formată împreună cu R1, R2 şi R3.

Puntea se alimentează de la tensiunea de referinţă (7,15V) a circuitului integrat CI, avînd celălalt capăt al diagonalei la masă. Capetele celeilalte diagonale sînt legate la intrările inversoare şi neinversoare ale părţii de amplificator operaţional al CI.

La pornire radiatorul este rece. Ca urmare termistorul este rece şi prezintă o rezistenţă mare. Deci, la intrarea NI a integratului (pinul 5) se va aplica o tensiune mai mare decît cea de la pinul 4 (intarea I). La ieşirea operaţionalului Vz (pinul 9) va rezulta o tensiune proporţională cu diferenţa U_{NI}-U_I. Această tensiune se aplică în baza tranzistorului T1 care se "deschide". Curentul lui de colector creşte (deci şi curentul absorbit de la sursă) şi tranzistorul se încălzeşte (împreună cu radiatorul pe care se află montat termistorul şi cuarţul). Încălzindu-se, termistorul îşi scade rezistenţa, deci scade tensiunea la intrarea neinversoare şi se micşorează tensiunea Vz care se aplică în baza

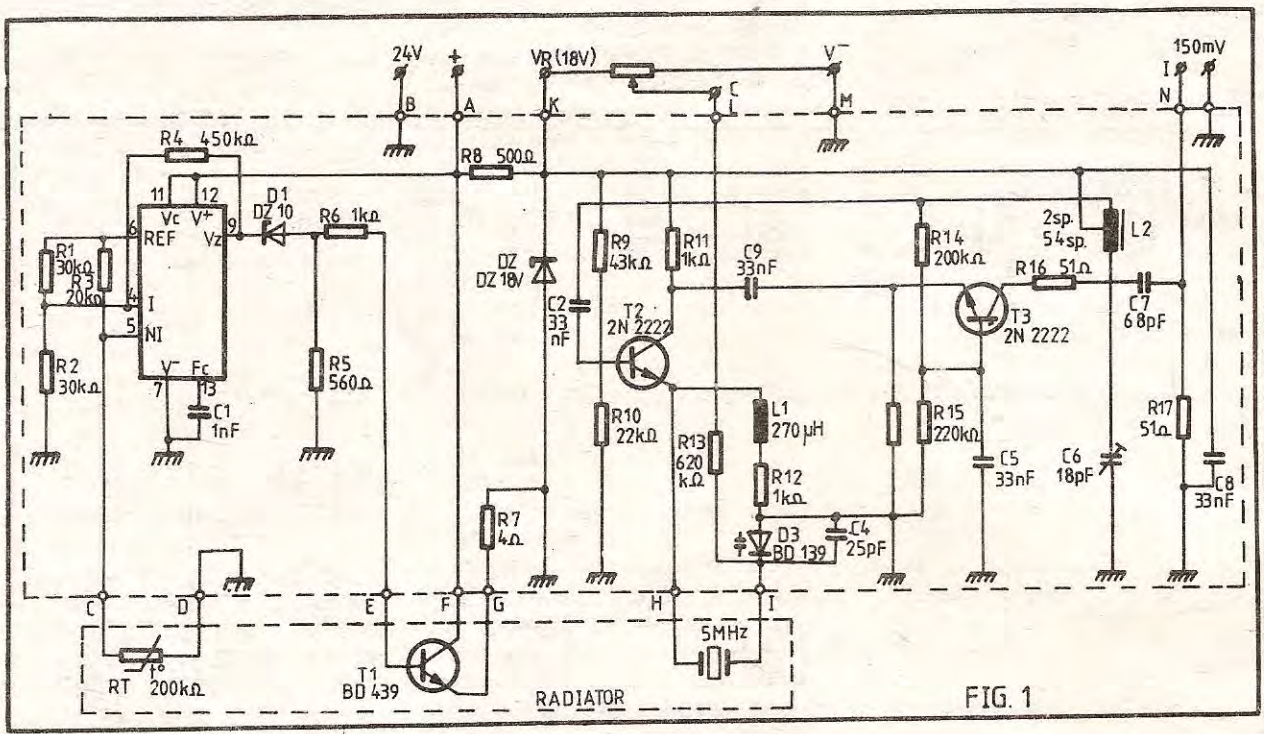


FIG. 1

tranzistorului. Tranzistorul este astfel ales încît la temperatura de termostatare să prezinte o rezistenţă egală cu R3. Cînd se atinge temperatura dorită pentru termostatare tensiunile la intrările inversoare şi neinversoare sînt egale cu jumătatea tensiunii de alimentare. Astfel la ieşirea Vz tensiunea scade şi tranzistorul se "blochează", nemaiîncălzind radiatorul. La o mică scădere a temperaturii radiatorului valoarea rezistenţei termistorului se modifică, dezechilibrînd puntea şi ciclul se reia. Această reacţie negativă asigură o temperatură constantă pe radiator.

La dimensionarea elementelor grupului R1, R2, R3, RTS-a ţinut cont de valoarea maximă a curentului pe care îl poate debita integratul la ieşirea REF (pinul 6).

Reacţia ieşire - intrare inversoare (R4) s-a inclus pentru a se liniariza curentul absorbit de termostat. În absenţa reacţiei funcţionarea termostatului ar fi eşantionată, curentul absorbit în trepte, ceea ce ar fi perturbat sursa de alimentare.

Dioda Zenner D1 s-a montat pentru a furniza o comandă corectă tranzistorului T1. Rezistenţa R7 din emitor limitează curentul prin tranzistor la valoarea necesară.

Alimentarea oscilatorului termostatat se face de la o sursă de 24V. Din această tensiune se stabilizează (prin grupul R8, D2) o tensiune de 18V pentru alimentarea oscilatorului, care se filtrează prin C8.

Pilotarea oscilatorului de tip Driscoll realizat cu T2 şi T3 se face cu rezonatorul cu cuarţ Q de 5 MHz (montat în emitorul lui T2). În serie cu cristalul s-a conectat o diodă varicap (în paralel cu C4) polarizată cu tensiune inversă prin intermediul lui R13 de la potenţiometrul P1 aflat în exteriorul cutiei oscilatorului propriu-zis. Acest reglaj este necesar pentru reacordarea periodică a frecvenţei cristalului de cuarţ deoarece prin "îmbătrînire" acesta îşi modifică frecvenţa.

Polarizarea în c.c. a emitorului se face prin intermediul rezistenţei R12. Pentru a nu scădea factorul de calitate foarte ridicat al cristalului de cuarţ prin montarea în paralel cu el a rezistenţei R12 de valoare scăzută s-a înseriat (cu rezistenţa) bobina L1 avînd inductanţa de 270 μH care la frecvenţa de 5 MHz prezintă o reactanţă inductivă ridicată.

Din circuitul L2 - C6 se acordează oscilatorul pe frecvenţa de 5 MHz.

Ieşirea se face pe rezistenţa R17 pentru o linie de 50 ohmi.

III - REZULTATE EXPERIMENTALE

La frecvenţa de lucru de 5 MHz s-au obţinut următoarele performanţe:

- stabilitatea în gama de temperaturi de - 40°C pînă la +70°C este de +/- $1x10^{-7}$;
- stabilitatea pe zi: +/- $3x10^{-8}$;
- stabilitatea pe lună: +/- $1x10^{-7}$.

Tensiunea de ieşire este sinusoidală cu valoare de 150 mV_{eff} +/- 10%.

Timpul de stabilizare în temperatură este de maxim 240 s la - 40°C.

Puterea consumată la pornire este de maxim 16 W, iar în regim maxim 3 W.

IV - CONCLUZII ŞI DIRECŢII VIITOARE DE DEZVOLTARE

Produsul prezentat este realizat în exclusivitate cu componente româneşti.

Cu toată reducerea substanţială a gabaritului, în interiorul cutiei oscilatorului există un gradient de temperatură care are o influenţă nefastă asupra stabilităţii frecvenţei de oscilaţie.

În prezent, pentru reducerea acestui gradient de temperatură, deci şi a dimensiunilor de gabarit, se recurge la tehnologia hibridizării montajului (prin depunerea componentelor pe o plăcuţă de alumină).

O altă soluţie utilizată pentru creşteri şi mai însemnate ale stabilităţii frecvenţei de oscilaţie constă în dubla termostatare (incintă termostatată aflată în altă incintă termostatată sau plutind în parafină lichidă).

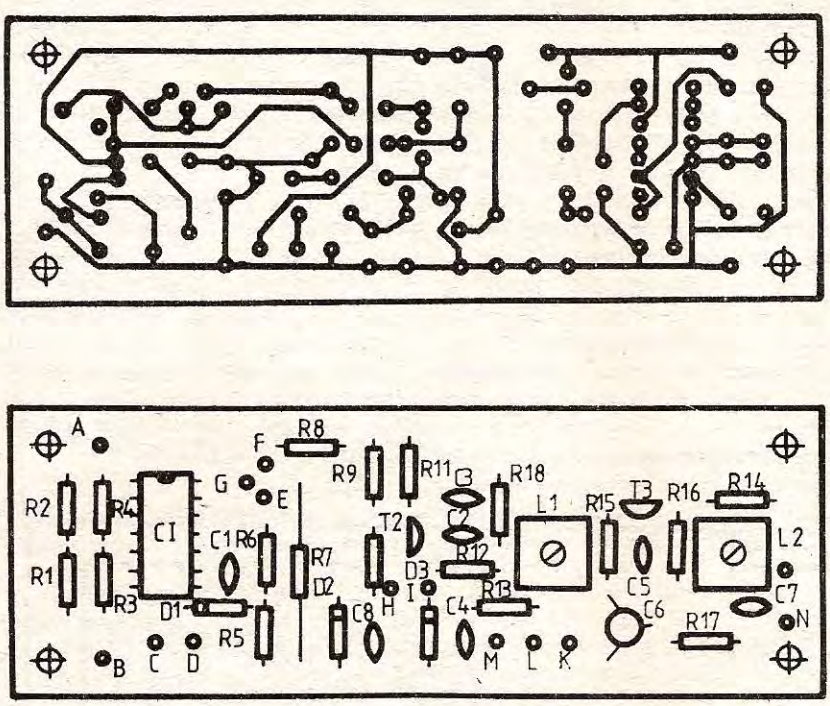


Fig. 2

9.45
AMC

TESTER MULTIFUNCŢIONAL

A. N.

Sînt frecvente situaţiile în care se impune necesitatea unor testări rapide privind starea componentelor, iar un răspuns net de tipul "bun" sau "defect" este suficient pentru rezolvarea problemei. La aceste deziderate răspunde testerul prezentat în continuare. Cu ajutorul lui pot fi testate circuite integrate CMOS tip MMC4001 şi MMC4011, tranzistoarele bipolare tip NPN sau PNP, diodele, siguranţele fuzibile, continuităţile de trasee electrice, etc.

Circuitul are la bază funcţia logică SAU-exclusiv. Semnalizarea rezultatului testării se efectuează de către două diode luminiscente L1 şi L2 (după felul în care acestea se aprind sau nu).

Schema electrică din fig. 1 are în componenţa sa două circuite integrate logice tip MMC4011. Porţile 1/1 şi 2/1 din circuitul integrat CI-1 intră în componenţa unui oscilator cu frecvenţa de aproximativ 1Hz. Semnalul este preluat de poarta 3/1 şi aplicat la intrarea porţii 4/1 care comandă dioda luminiscentă L1. Tot la ieşirea porţii 3/1 se conectează şi o intrare a circuitului logic SAU-exclusiv realizat cu o capsulă MMC4011 (CI-2). Pe terminalele BCE (bază, colector, emitor) se cuplează tranzistorul care urmează a fi testat. Din comutatorul K se selectează tipul tehnologic (PNP sau NPN). Pe locul prevăzut pentru circuitul integrat CI-1 se poate prevedea un soclu în vederea testării capsulelor 4011 (4xSI-NU cu cîte două intrări) şi 4001 (4xSAU-NU cu cîte două intrări). O testare completă în care este garantată buna funcţionare a fiecărei intrări aparţinînd porţilor se realizează cu funcţia SAU-exclusiv (CI-2). Celelalte componente (diode, siguranţe, etc.) se pot conecta pe terminalele B şi C.

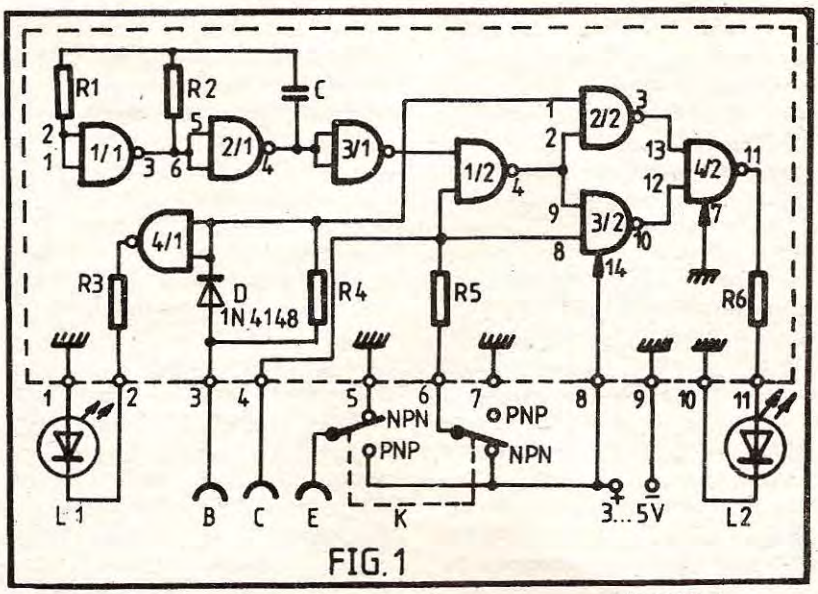


FIG. 1

TABELUL 1

	CIRCUITELE INTEGRATE	TRANZISTOARE				DIODE		SIG.
	BUN 4011 (4001)	BUN	INTRE-RUPT	SCURT C-E	SCURT C-B	BUN Anod=B	BUN Anod=C	BUN B-C
NPN	L1=L2	L2 aprins	L1=L2	L1=$\overline{L2}$	L2 stins	L1=L2	L2 stins	L2 stins
PNP	L1=$\overline{L2}$	L2 aprins	L1=$\overline{L2}$	L1=L2	L2 stins	L1=$\overline{L2}$	L2 stins	L2 stins

Pentru a înţelege exact modul de testare să urmărim datele de pe tabelul 1. S-a notat cu indice "a" (L1a, L2a) starea de luminare continuă iar cu "s" dioda LED stinsă. Pentru cazul în care dioda luminiscentă se aprinde intermitent nu există indice iar cazul de clipire în contratimp s-a notat cu bară (negaţie) deasupra simbolului (L1 = $\overline{L2}$). In prima rubrică se arată faptul că o capsulă fără defecte produce clipirea sincronă a celor două LED-uri (L1 = L2) pe poziţia NPN a comutatorului K. La bornele BCE nu se cuplează nimic. Trecînd comutatorul K pe poziţia PNP, cele două diode vor clipi în contratimp (L1 = $\overline{L2}$).

Dacă la bornele BCE se conectează un tranzistor tip NPN dioda luminiscentă L2 va rămîne aprinsă în cazul în care acesta este bun şi va clipi sincron cu L1 în cazul unor întreruperi. Un scurtcircuit colector-emitor provoacă o aprindere în antifază a celor două diode (L1 = $\overline{L2}$) iar unul între colector şi bază menţine LED-ul L2 stins.

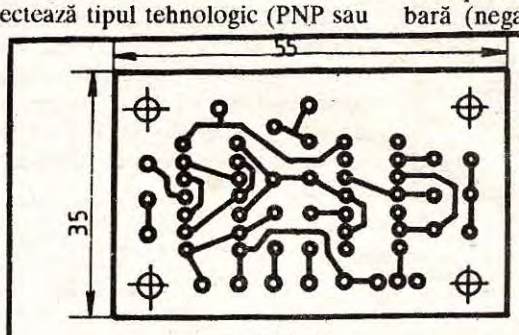


FIG. 2

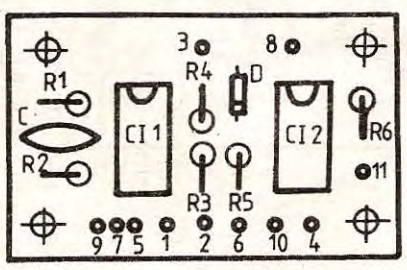


FIG. 3

A.M.C. - DEFECTE, DEPANARE, REGLARE

ing. Petre Nicolae

(continuare din numărul trecut)

Semnalul de comandă este amplificat şi acţionează asupra elementului de reglare. În cazul surselor de alimentare cu stabilizare combinată (fig. 2.c) sînt prezente ambele semnale de comandă. Circuitul de reglare poate fi conectat în paralel cu acestea. În ambele cazuri el se comportă ca o rezistenţă variabilă. Conectarea în serie a circuitului de reglare asigură un randament destul de bun. El este însă sensibil la scurtcircuit şi chiar la suprasarcini. De aceea sînt necesare dispozitive de protecţie. În fig.3 este prezentată schema electrică a unui stabilizator cu circuit de reglare serie. Elementul de reglaj este compus din tranzistoarele T1 şi T2 cuplate în montaj Darlington (amplificator de curent). Etajul diferenţial (amplificator de eroare) este compus din tranzistoarele identice T3 şi T4. Pe baza tranzistorului T3 se aplică tensiunea de referinţă Uz iar pe baza tranzistorului T4 o tensiune de reacţie obţinută potenţiometric prin grupul de rezistenţe R1, R, R2. Semnalul de eroare (diferenţa între tensiunea de reacţie şi tensiunea Uz) este amplificat de etajul diferenţial după care se comandă baza tranzistorului T2.

Căutarea şi identificarea defectelor unei astfel de surse de alimentare se începe după ce s-a constatat că siguranţa S este în stare bună şi există tensiunea de alimentare a reţelei. Trecînd la controlul detaliat al tensiunilor, se măsoară mai întîi tensiunea continuă de intrare la bornele condensatorului C1. Dacă această tensiune lipseşte se măsoară tensiunea alternativă în secundarul transformatorului Tr. În cazul unor anomalii se verifică continuitatea înfăşurărilor. Dacă tensiunea alternativă există se verifică puntea redresoare şi condensatorul C1.

Trebuie subliniat faptul că verificările componentelor se fac prin scoaterea acestora din circuit. Dacă tensiunea de intrare este prezentă, defectul trebuie căutat în circuitul de reglare. Se verifică tranzistoarele T1, T2 şi valorile rezistenţelor R5 şi R6. Dacă acestea sînt bune se măsoară potenţialul în baza tranzistorului T3 care trebuie să fie egal cu tensiunea de stabilizare corespunzătoare diodei DZ. În cazul unei valori necorespunzătoare se verifică rezistenţa R3, dioda DZ şi conexiunile aferente. Apoi se verifică tranzistorul T4 şi divizorul R1, R, R2. Potenţialul în baza tranzistorului T4, trebuie să fie reglabil prin deplasarea cursorului potenţiometrului R. Dacă mai există anomalii se verifică lipiturile şi conexiunile. După remedierea defectelor se verifică funcţionarea sursei în ansamblu.

Depanarea unei surse cu circuite integrate reprezintă un caz particular în care operaţia se opreşte la un nivel apropiat de schema bloc. O schemă practică de stabilizator, cu limitare automată a curentului de scurtcircuit şi avînd un circuit integrat se dă în fig. 4. Circuitul de protecţie este format din rezistenţa Rsc şi tranzistorul T2 al cărui colector este conectat în baza tranzistorului T3, pe care îl comandă. Tranzistoarele T1 şi T3 formează un amplificator de curent (montaj Darlington) pentru circuitul de sarcină. Prin intermediul rezistenţei R1 se alimentează (în momentul

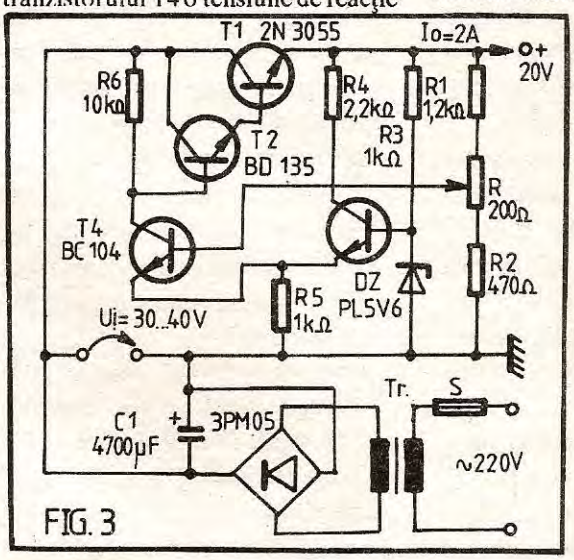


FIG. 3

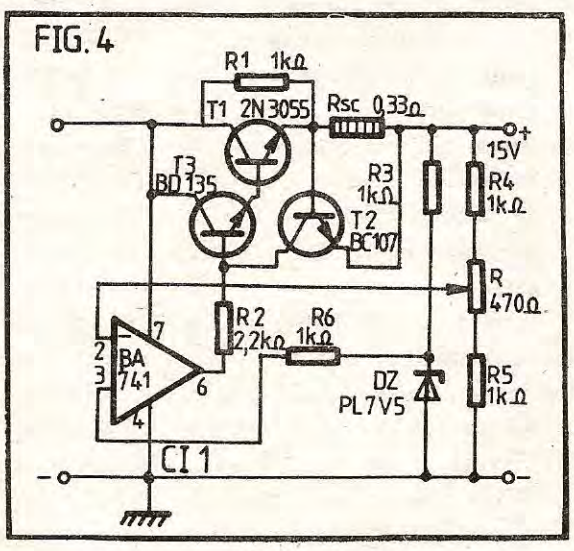


FIG. 4

In cazul testării diodelor se verifică atît starea de blocare cît şi cea de conducţie. Pentru primul caz se conectează anodul la terminalul B şi catodul la C. In cazul unei diode bune cele două LED-uri clipesc sincron dacă comutatorul K se află pe poziţia NPN şi în contratimp pe poziţia PNP. Schimbînd sensul diodei care se testează (catodul în B şi anodul în C) se observă stingerea diodei L2. Dacă componenta testată este defectă indicaţia LED-ului L2 va fi aceeaşi pentru cele două moduri de conectare (L2 rămîne stinsă pentru diodă în scurtcircuit, indiferent de poziţia comutatorului K şi clipeşte dacă dioda este întreruptă).

Testarea siguranţelor şi continuitatea traseelor se realizează cu terminalele B şi C. In repaus LED-ul L2 clipeşte şi se stinge dacă siguranţa este bună sau traseul nu prezintă întreruperi.

Montajul se realizează pe un circuit imprimat conform fig. 2 iar asamblarea componentelor ca în fig. 3. CI-1 şi CI-2 se montează pe socluri.

Punerea în funcţiune nu necesită operaţii complexe în afara precauţiilor obişnuite de verificare a execuţiei cablajului şi a asamblării corecte a componentelor.

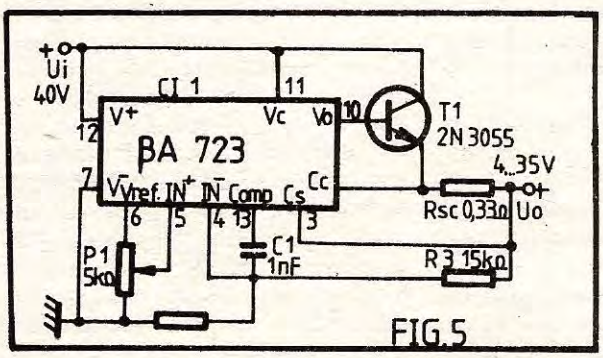


FIG.5

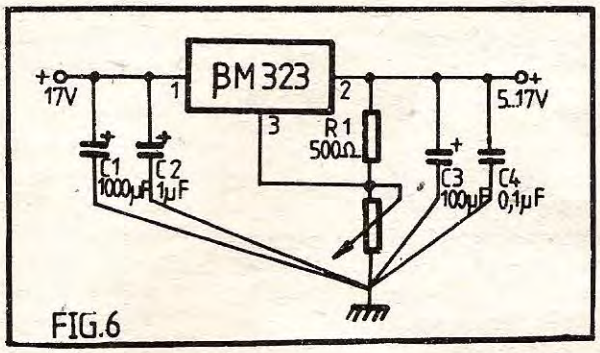


FIG.6

iniţial) grupul de componente R3, DZ, R4, R şi R5 care comandă amplificatorul operaţional CI-1. Depanarea acestui tip de stabilizator se face identic cu a celui descris anterior. Rolul tranzistoarelor T3 şi T4 este preluat de circuitul integrat CI-1. O posibilă nefuncţionare a acestui tip de stabilizator poate fi cauzată de întreruperea rezistenţei R1 şi mai des a rezistenţei Rsc.

Cu ajutorul stabilizatoarelor monolitice se realizează surse care prezintă următoarele avantaje:

- conţin schemele de protecţie sub formă integrată;
- conţin reţea de compensare cu frecvenţa;
- în schemele aplicative sînt necesare puţine componente exterioare.

În fig. 5 este prezentată schema unui stabilizator cu circuitul βA723. Tensiunea de ieşire se poate regla cu potenţiometrul P1. Pentru mărirea curentului prin sarcina stabilizatorului se prevede tranzistorul T1. Tensiunea pe intrarea inversoare este obţinută cu ajutorul divizorului R3-R4 avînd un raport de divizare astfel ales încît să fie mai mică decît tensiunea de referinţă. Pe intrarea neinversoare se aplică tensiunea de referinţă furnizată de potenţiometrul P1. Condensatorul C1 reduce zgomotul prin decuplarea intrării neinversoare. Rezistenţa Rsc se alege în funcţie de valoarea de limitare a curentului debitat de sursă: Rsc=0,65/Ilim.

Aşa cum am mai menţionat, depanarea unor astfel de surse se face uşor cunoscînd funcţionarea lor la nivel de bloc funcţional. Măsurătorile vor avea ca referinţă masa montajului. În prima etapă se vor urmări existenţa condiţiilor de alimentare a blocului stabilizator şi integritatea componentelor pasive ale acestuia. Cu aparatul de măsură conectat pe pinul 10 al circuitului CI-1 şi deplasînd cursorul potenţiometrului P1 se va urmări modificarea tensiunii. Existenţa acesteia conduce la măsurarea joncţiunilor tranzistorului T1. De obicei, în urma funcţionării îndelungate a unui astfel de bloc stabilizator, poate să apară întreruperea rezistenţei Rsc, distrugerea tranzistorului T1, "lipituri reci" şi nu în ultimul rînd defectarea circuitului CI-1.

Stabilizatorul prezentat face parte din prima generaţie, utilizatorul şi depanatorul avînd, prin însuşi modul de construcţie a circuitelor, acces la intrările şi ieşirile blocurilor funcţionale.

Stabilizatoarele de tensiune din generaţia a doua oferă următoarele avantaje:

- conţin sub formă integrată schemele de protecţie;
- conţin sub formă integrată reţeaua de compensare cu frecvenţa;
- în schemele aplicative necesită cîteva componente discrete exterioare;
- furnizează la ieşire curenţi de ordinul amperilor.

În fig. 6 este prezentată o sursă realizată cu stabilizatorul integrat βM323. La depanarea acestui tip de sursă se recomandă urmărirea îndeplinirii următoarelor condiţii care pot conduce la o funcţionare anormală:

- existenţa conductoarelor de legătură cu lungime cît mai mică şi secţiune suficient de mare, cu rol de minimizare a rezistenţelor şi a inductanţelor parazite;
- conectarea acestora într-un singur nod la masă evitîndu-se astfel apariţia unor curenţi prin buclele create între puncte de masă diferite;
- dacă stabilizatorul integrat este plasat la o distanţă mai mare de 5cm de filtrul redresorului, se va cupla (la intrare) condensatorul C1 (ceramic - 0,22μF, tantal - 2μF, electrolitic cu aluminiu - 25μF);
- cuplarea la ieşire a condensatorului C4 avînd rol de reducere a impedanţei de ieşire la frecvenţe mari, unde amplificarea în buclă închisă a amplificatorului de eroare începe să scadă;
- izolarea stabilizatorului integrat faţă de radiatorul pe care este prins.

(continuare în numărul viitor)

SURSĂ DE ALIMENTARE PENTRU MICROCALCULATOARE PERSONALE

sing. Gabriel Simion

Sursa de alimentare prezentată în continuare a fost proiectată pentru alimentarea microcalculatoarelor personale care necesită următoarele tensiuni: +5V, -5V şi +9V. În comparaţie cu o sursă clasică, liniară, sursa de alimentare în comutaţie are următoarele avantaje: randament superior, gabarit mai mic şi greutate redusă. Dezavantajul principal este costul de fabricaţie ceva mai ridicat decît al unei surse liniare.

În ceea ce priveşte performanţele electrice notăm că, la o variaţie a tensiunii reţelei între 185Vef şi 240Vef, tensiunea la ieşirea de +5V a sursei propuse variază între 4,7V şi 5,1V, pentru o variaţie a curentului prin sarcină între 0 şi 3A.

Ieşirile suplimentare oferă +9V/30mA şi -5V/30mA.

Urmărind schema electrică din fig. 1 se pot identifica următoarele blocuri funcţionale: redresor reţea, circuit comandă, circuit pilot, etaj final, redresor circuit de ieşire şi alimentator auxiliar. Redresorul de reţea este alcătuit din puntea P1 şi piesele aferente. Circuitul de comandă este realizat cu circuitul integrat specializat B260D. Circuitul pilot este format din tranzistorul T1 (BD139) şi transformatorul pilot. Etajul final de tip fly-back este realizat cu tranzistorul SU169 şi transformatorul principal. Redresorul circuitului de ieşire are în alcătuirea lui o diodă (D5) de tip metal-semiconductor (ex.:KYS30-40) de producţie cehoslovacă. Alimentatorul auxiliar, cu rolul de a alimenta circuitul de comandă, este format dintr-un transformator de reţea şi un redresor compus din puntea 1PM05, condensatorul C5 şi dioda stabilizatoare D1.

Circuitul specializat B260D furnizează la ieşire un semnal dreptunghiular cu factor de umplere variabil între 0 şi 0,45, funcţie de tensiunea aplicată pinului 3. Cu acest semnal se atacă tranzistorul T1, care are ca sarcină primarul transformatorului pilot. Energia înmagazinată în transformator, pe perioada de conducţie a tranzistorului, este cedată în secundar pe perioada de blocare. Acest mod de lucru se numeşte fly-back. (înfăşurările transformatorului pilot vor fi bobinate astfel încît semnalul de atac al tranzistorului T2(SU169) să fie defazat faţă de semnalul din colectorul tranzistorului T1.). Etajul final (de putere) lucrează tot fly-back; energia acumulată în transformatorul principal este cedată în secundarul acestuia pe perioada de blocare a tranzistorului T2 cu ajutorul diodei D5. Tensiunea redresată este filtrată cu o reţea LC (L3, C18, C20). Controlul se efectuează prin intermediul potenţiometrului de reglaj al tensiunii (RS2) care transmite comanda circuitului integrat (B260D). Tipurile şi valorile componentelor utilizate sînt trecute pe schema electrică (fig. 1).

Toate rezistoarele au puterea nominală de 0,5W cu excepţia celor asupra cărora se fac referiri concrete în schemă. Sursa va fi închisă într-o cutie de tablă prevăzută cu găuri pentru ventilare. Cutia va fi suficient de înaltă pentru a se evita ionizarea aerului în apropierea tranzistorului T2, care ar conduce la descărcări electrice între cutie şi tranzistor (radiator). Tranzistorul T2 şi dioda D5 vor fi montate pe cîte un radiator cu suprafaţă minimă de 10cm^2.

Transformatoarele se bobinează normal, în acelaşi sens, notîndu- se unde este cazul, începutul fiecărei înfăşurări. În schema din fig. 1 începuturile sînt marcate printr-un punct. Pentru a evita străpungerile între înfăşurări se vor utiliza materiale de izolare de bună calitate.

Transformatorul pilot foloseşte un miez de ferită tip oală de diametru 18x14 cu A_L=315 . Pe carcasa miezului se va bobina primarul care are 150spire din sîrmă CuEm cu diametru de 0,1 şi secundarul cu 40spire din sîrmă CuEm cu diametru de 0,2 (prinderea transformatorului

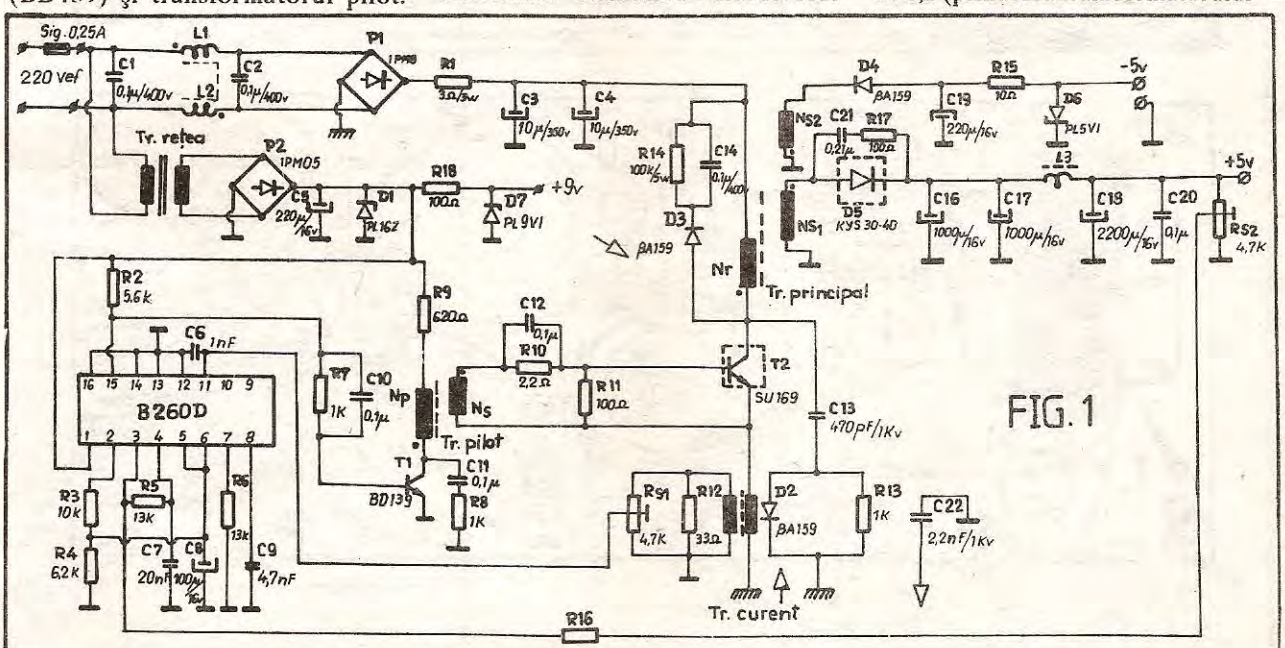


FIG. 1

pe cablaj se face cu un şurub de plastic).

Transformatorul de curent se obţine bobinînd pe un tor de ferită cu diametru de 8 o spiră ce se va lega în emitorul tranzistorului T1. Peste aceasta se suprapun 25 spire bine izolate ce reprezintă secundarul. Pentru ambele înfăşurări se foloseşte sîrmă de CuEm, cu diametru de 0,25mm.

Pe o ferită oală cu diametrul 30x18 se va bobina transformatorul principal. Primarul are 280 spire din CuEm cu diametru de 0,2, secundarul pentru +5V(NS1) 6,5 spire, alcătuite din trei fire din CuEm cu diametru de 0,75 bobinate simultan iar secundarul pentru -5V(NS2) are 7 spire din CuEm cu diametru de 0,2 (Prinderea de cablaj se face cu un şurub de plastic). Filtrul de reţea L1L2 se obţine bobinînd cîte 10 spire din sîrmă de CuEm cu dimetru de 0,25, bine izolate între ele, pe un tor de ferită cu diametru de 18. Filtrul L3 se realizează bobinînd 3 spire din CuEm cu diametru de 1,3 pe un tor de ferită cu diametru de 18 . Transformatorul auxiliar de reţea (Tr. reţea) necesită dimensiuni reduse (2W) oferind o tensiune de 12Vef.

Pentru realizarea practică se va folosi cablaj imprimat simplu placat; desenele (cablaj şi ansamblu) sînt prezentate în fig.2 şi 3. Se observă existenţa a două trasee de masă care trebuie să fie bine izolate între ele.

După verificarea vizuală a corectitudinii realizării montajului se trece la reglarea sursei. Pentru început se conectează la reţeaua de 220V numai transformatorul de reţea şi se verifică existenţa tensiunii de alimentare a circuitului integrat. Apoi se deconectează colectorul tranzistorului T2 şi se conectează o tensiune exterioară de 5 ... 6 Vcc în paralel pe bornele de ieşire +5V. Se vizualizează cu osciloscopul semnalul din baza tranzistorului T2, semnal al cărui factor de umplere trebuie să se modifice între limitele amintite la modificarea poziţiei cursorului potenţiometrului semivariabil RS2.

Dacă funcţionarea este normală se înlătură sursa exterioară folosită la verificare, se reconectează colectorul tranzistorului T2 şi se alimentează montajul la reţeaua de 220V.Din RS2 se reglează tensiunea de ieşire de +5V şi se roteşte cursorul semireglabilului RS1 la maxim spre masă.

Se conectează o rezistenţă de 1,75Ohmi/20W la ieşirea de +5V a sursei şi una de 200Ohmi/0,5W la ieşirea -5V; se reglează RS1 pînă cînd tensiunea +5V are tendinţa să scadă.

Se verifică variaţia tensiunii de ieşire cu sarcina, deconectînd rezistenţa de la ieşirea +5V.

Cu osciloscopul conectat la ieşirea +5V se vizualizează componenta alternativă remanentă, care trebuie să fie mai mică de 75mVvv.

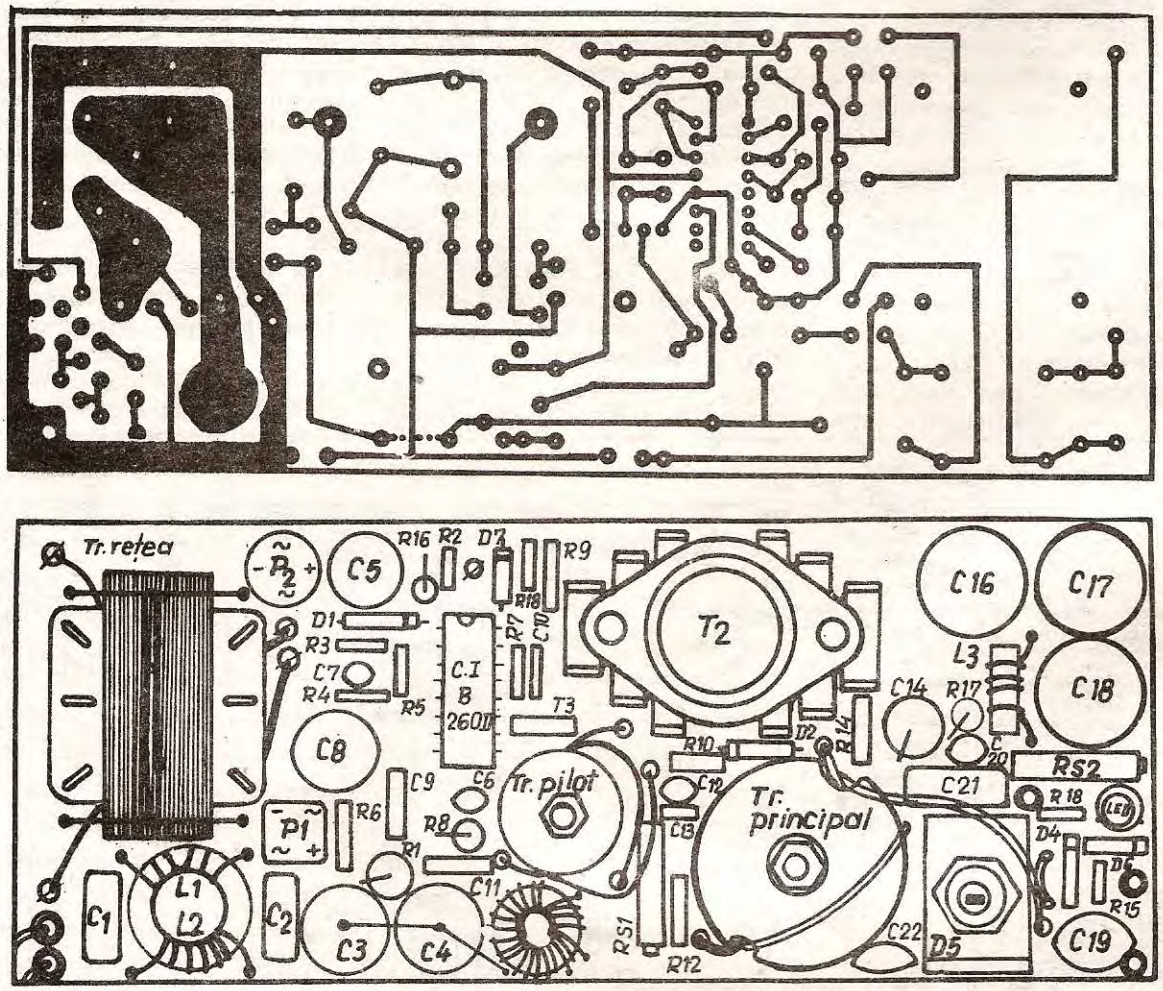


Fig. 2 - 3

COMUTATOR DISK-JOCKEY

ing. Stan Sergiu

Intervenţia unor prezentări şi comentarii la începutul şi în timpul derulării pieselor muzicale oferite publicului dintr-o discotecă trebuie facilitată de un suport electronic adecvat. Apare astfel necesitatea ca orice disk-jockey cu pretenţii să aibă în dotarea tehnică dispozitivul electronic prezentat în continuare.

Este vorba de un comutator electronic automat cu două poziţii care controlează sursa semnalului ce urmează a fi amplificat şi difuzat: semnalul muzical sau semnalul de la microfonul prezentatorului. În fig. 1 se observă cum s-a ales iniţial cu un mixer obişnuit semnalul muzical din sursele existente: casetofoanele, magnetofoanele, pick-up-urile aflate la dispoziţie. Apoi comutatorul electronic automat (CEA) "alege" între canalul semnalului muzical şi cel al semnalului de la microfon. În mod normal comutatorul este poziţionat pe canalul semnalului muzical. Atunci cînd prezentatorul vorbeşte la microfon se comandă automat comutarea pe canalul semnalului de microfon. La sfîrşitul intervenţiei vocale comanda dispare şi comutatorul revine pe canalul semnalului muzical.

Acest montaj este mult mai fiabil decît un comutator electromecanic, comutarea este nezgomotoasă, iar utilizatorul este scutit de comenzile manuale. Comutatorul electronic realizează o atenuare între canale de aproximativ 60dB la 1KHz. Coeficientul maxim de distorsiuni este de 0,3% la 1KHz iar banda de frecvenţă 10Hz...100KHz. Cu aceste performanţe comutatorul electronic automat ce va fi prezentat se recomandă singur.

În fig. 2 este prezentată schema electrică a comutatorului care se compune din comutatoarele electronice propriu-zise, relizate cu circuite integrate CI-2 si CI-3 (βA3054) şi din etajul de comandă automată a comutării, construit cu circuitul integrat CI-1 βU1011). Atît semnalul muzical cît şi amplificatorul 2 (AMP 2) sînt stereo iar semnalul de la microfon va fi comutat pe ambele căi.

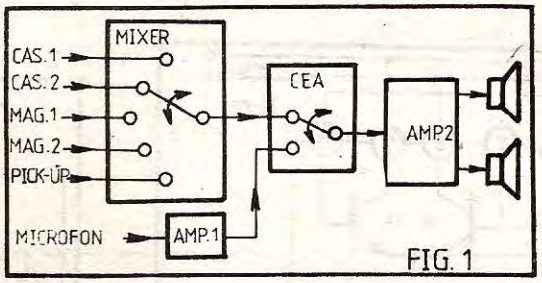


FIG. 1

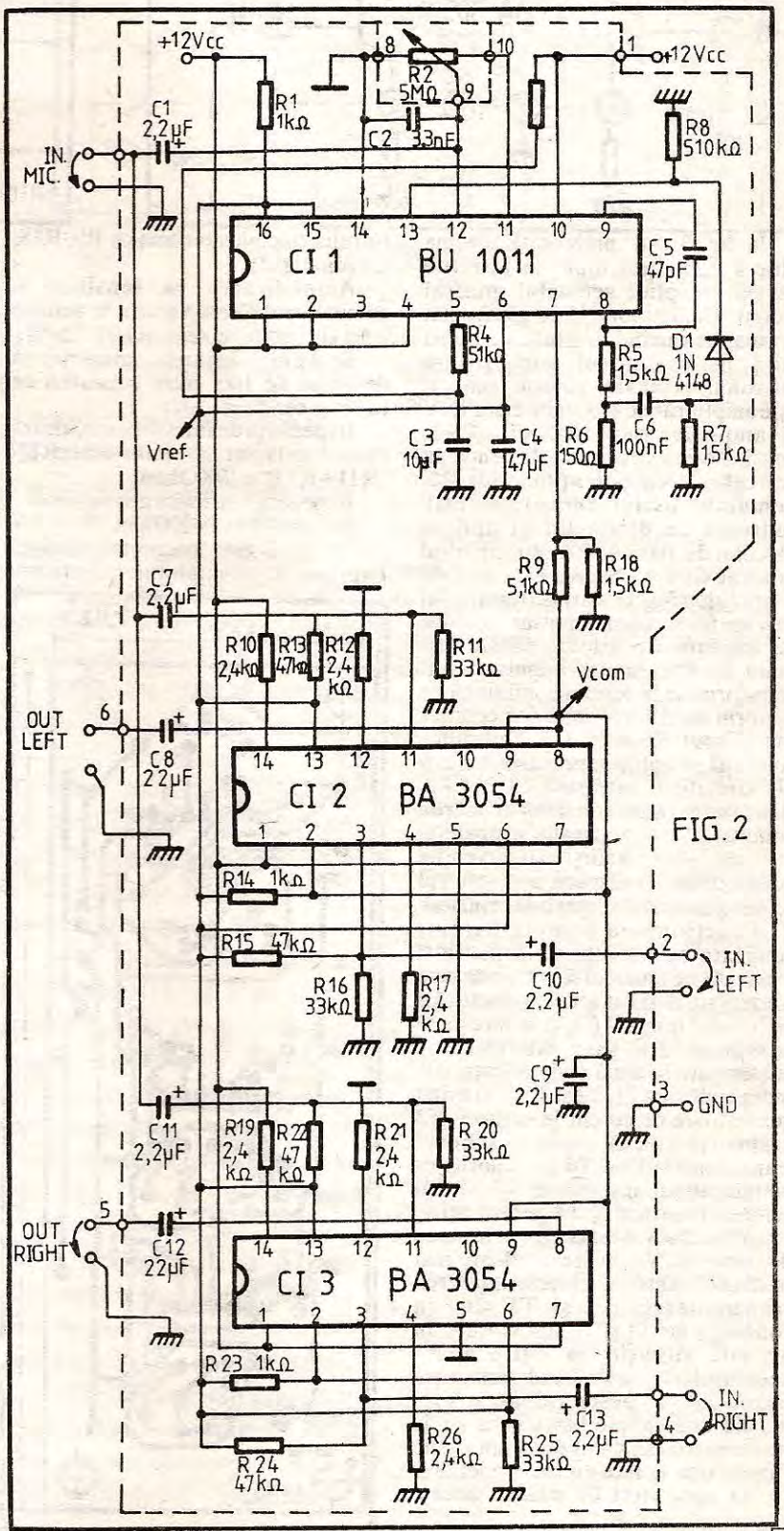


FIG. 2

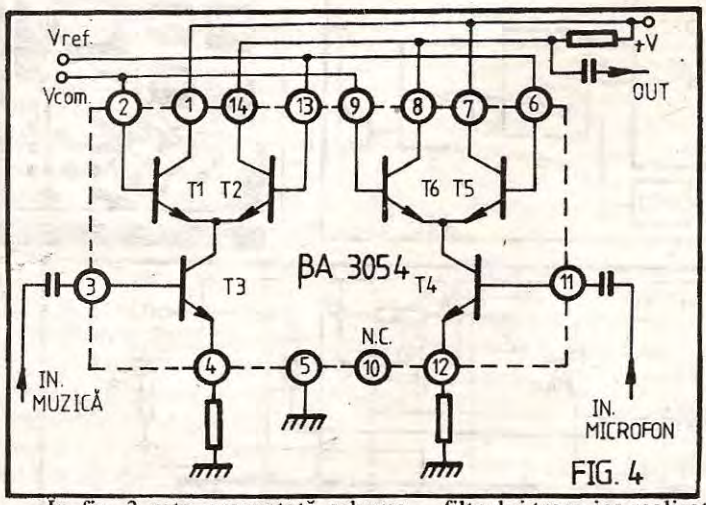


FIG. 4

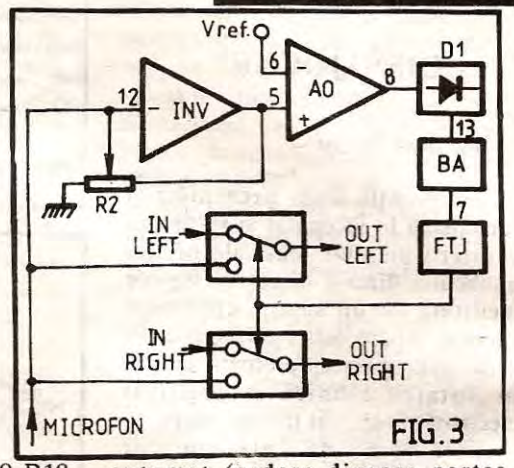


FIG.3

În fig. 3 este prezentată schema bloc a comutatorului la intrările căruia se aplică semnalul muzical stereo. Comutatorul este poziţionat normal pe canalul de muzică. Atunci cînd prezentatorul vorbeşte la microfon, semnalul electric generat este amplificat de blocul inversor INV şi amplificatorul AO din CI-1. Sensibilitatea circuitului de comandă se reglează cu potenţiometrul R2. Semnalul astfel amplificat este redresat cu dioda D1 şi aplicat blocului de alarmă (BA),din circuitul integrat CI-1. Comanda este dată de ieşirea blocului de alarmă (terminalul 7) şi are forma unor impulsuri pozitive de tensiune cu valoare medie mai mare de 8V. Aceste impulsuri sînt transformate în tensiune continuă cu ajutorul unui filtru trece-jos compus din grupul R9,R18, C9. Tensiunea continuă se aplică terminalelor 2 şi 9 ale circuitelor integrate CI-2, CI-3, fiind comandată astfel trecerea comutatoarelor pe canalul semnalului de la microfon. La sfîrşitul intervenţiei vocale comanda dispare, comutatorul revine pe canalul semnalului muzical.

Funcţionarea comutatoarelor realizate cu CI-2 şi CI-3 poate fi explicată cu ajutorul fig. 4, unde este prezentată detaliat schema electrică a circuitului integrat βA3054. Acesta se compune din şase tranzistoare configurate în două etaje diferenţiale independente (T1, T2 şi T5, T6) avînd generatoare de curent în emitori (T3 respectiv T4). În schemă tranzistoarele T3 şi T4 sînt folosite ca amplificatoare inversoare (T3 pentru semnalul muzical şi T4 pentru cel al microfonului). Atunci cînd tensiunea de comandă Vcom are o valoare mai mică decît tensiunea de referinţă Vref, tranzistoarele T2 şi T5 sînt în conducţie iar T1 şi T6 sînt blocate. În această situaţie, la ieşire apare semnalul muzical. Cînd tensiunea Vcom creşte peste valoarea Vref etajele diferenţiale basculează iar la ieşire apare semnalul de la microfon. Comutarea se face cu trecere lentă şi cu un uşor efect de mixare datorat filtrului trece-jos realizat cu R9, R18, C9 (din fig. 2).

Amplificarea în tensiune a comutatorului este unitară în ambele stări ale acestuia: Av=-R10/R12=-1.

Semnul minus marchează defazajul de 180^0 între tensiunea de ieşire şi cea de intrare.

Impedanţa de intrare se calculează cu relaţia: Rin≈R11xR13/(R11+R13) ≈19KOhmi.

Impedanţa de ieşire are valoarea: Rout≈R10=2,4KOhmi

În fig. 5 este prezentat cablajul imprimat al comutatorului electronic automat (vedere dinspre partea placată) iar în fig. 6 dispunerea componentelor (vedere dinspre partea cu piese). Rezistenţa R2, de reglare a sensibilităţii circuitului de comandă, poate fi un semireglabil plantat pe placa montajului sau un potenţiometru de panou. În cazul de faţă s-a optat pentru a doua variantă. Toate condensatoarele electrolitice sînt condensatoare cu tantal, cu electrolit solid, tip picătură, cu o tensiune nominală de minim 16Vcc. Cu A1, A2,...,A10 s-au notat strapurile drepte aflate pe faţa cu piese.

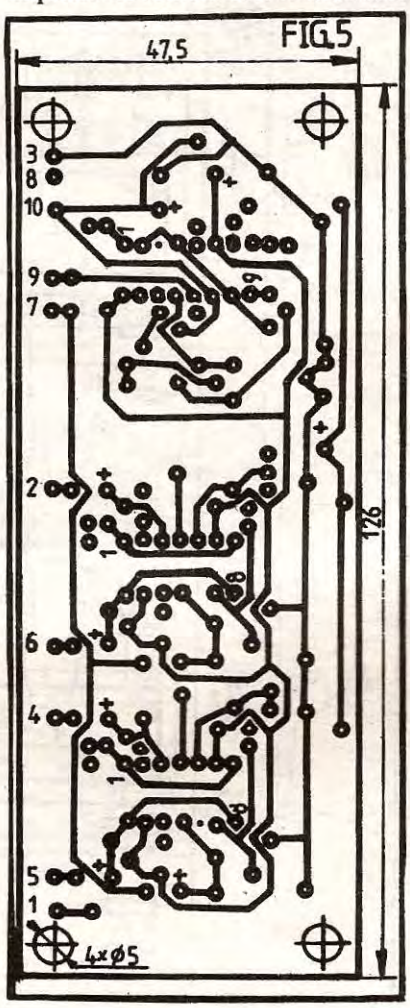


FIG.5

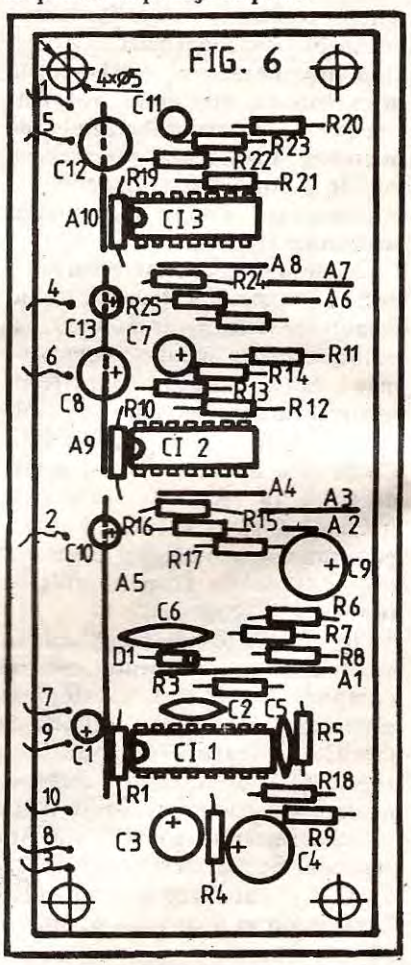


FIG. 6

MINIBAIE DE SPĂLARE CU ULTRA-SUNETE

ing. Stanciu Simion

Corodarea superficială datorată fenomenului de cavitaţie ce apare la suprafaţa unui corp cufundat într-un lichid excitat mecanic prin ultrasunete este o metodă din ce în ce mai răspîndită pentru spălări şi degresări de calitate.Folosind o baie de dimensiuni reduse se pot curăţa prin acest procedeu mici obiecte, metalice sau nemetalice, cum ar fi contacte electrice, bijuterii, piese din ceasurile mecanice, monezi vechi, instrumente chirurgicale etc.

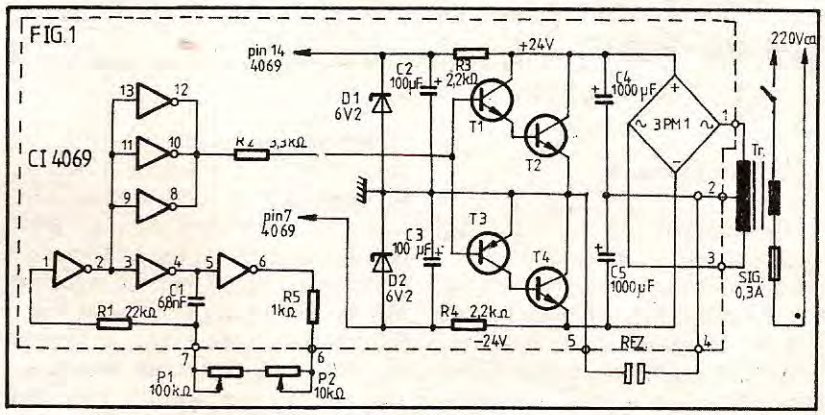
Volumul de lichid din cuvă fiind redus, puterea solicitată generatorului este mică, astfel încît acest generator poate fi construit folosind piese electronice uzuale.

Generatorul excită traductorul electromecanic (piezoelectric) de tipul celor folosite în sonerii electronice ale telefoanelor moderne sau în ceasurile electronice de mînă.

Analizînd schema generatorului de ultrasunete (fig. 1) se identifică cu uşurinţă un circuit astabil format din trei inversoare şi grupul R1, C1, P1+P2, precum şi un amplificator de putere în clasa B realizat cu dubleţii T1-T2 şi T3-T4.

Frecvenţa de oscilaţie este reglabilă între aproximativ 3KHz şi circa 60KHz cu ajutorul potenţiometrelor P1 şi P2; P1 serveşte la reglarea brută iar P2 la reglarea fină a frecvenţei. Această fineţe este necesară pentru a căuta rezonanţele ansamblului baie- traductor-piesă, care sînt multiple în domeniul de lucru. Cele trei inversoare rămase libere sînt legate în paralel pentru a asigura curentul de comandă necesar etajului final.

Prin fixarea potenţialului punctului median al etajului final la jumătatea tensiunii de alimentare a oscilatorului se asigură blocarea sigură (prin polarizare inversă) cînd a dubletului NPN cînd a celui PNP. În acest fel tensiunea la bornele rezonatorului piezoceramic (Rez) este dreptunghiulară; dubleţii lucrează în regim blocat-saturat, disipaţia termică fiind minimă. Alimentarea este clasică, folosindu-se un redresor dublu format din transformatorul Tr cu priză mediană,



puntea 3PM1 şi condensatoarele C4 şi C5.

Componentele sînt uzuale şi nu ridică probleme. Rezistoarele sînt de tip carbon, de 0,5W, condensatorul C1 poate fi de orice tip, iar celelalte condensatoare sînt electrolitice, avînd tensiuni de lucru minime de 10V pentru C2 şi C3 şi 40V pentru C4 şi C5.

Tranzistoarele T1-T2, respectiv T3-T4 vor avea cîte un radiator realizat dintr-o folie de aluminiu groasă de circa 2mm.

Circuitul integrat este din seria CMOS4000, de exemplu MMC4069. P1 şi P2 sînt potenţiometre cu variaţie liniară a rezistenţei şi se vor amplasa pe panoul de comandă al băii. Tot aici se vor găsi comutatorul OPRIT-PORNIT (K) şi soclul siguranţei fuzibile (SIG). Comenzile se vor feri de picături din lichid ce pot cădea din cuvă în timpul manipulării. Cuva de spălare se obţine dintr-un pahar metalic cu fu ndul plat sau mai simplu, dintr-o cutie de conserve (tablă cositorită) cu fundul plat pe o zona cît diametrul rezonatorului. Discul metalic al rezonatorului se lipeşte, în exterior, pe fundul cuvei folosind o răşină adezivă (araldit, UHU-PLUS etc.) Legăturile electrice la generator se fac printr-un cordon bifilar flexibil, cositorit la discul piezoelementului şi , respectiv, la argintarea acestuia. Lungimea acestui conductor va fi de circa 10cm pentru a înlesni manipularea cuvei. Totodată, printr-o bridă, (obţinută prin înfăşurarea cîtorva spire de sîrmă dezizolată) lipită pe disc se evită smulgerea nedorită a acestui cordon. În timpul utilizării cuva se va aşeza pe un suport puţin rigid (de ex. pe un inel de cauciuc) şi care nu va permite deplasarea vasului din cauza vibraţiilor.

Montajul electronic este simplu şi nu necesită reglaje; corect executat va trebui să funcţioneze de la început. După verificarea tensiunilor de alimentare (indicate pe schemă) se vizualizează semnalul la bornele rezonatorului. El trebuie să fie dreptunghiular (factor de umplere 1/2) la frecvenţe joase şi tinde uşor spre forma trapezoidală la frecvenţe înalte.

Pentru utilizare se pun în cuvă obiectul de curăţat şi lichidul de spălare (de obicei un solvent). Ajustînd potenţiometrii P1 şi P2 se caută o rezonanţă. În domeniul audibil aceasta se găseşte simplu, sunetul are intensitate maximă. În domeniul supraaudibil se poate folosi un osciloscop sau un voltmetru de înaltă frecvenţă, ce vor indica maximele tensiunii la bornele rezonatorului.

ELECTRONICĂ AUTO

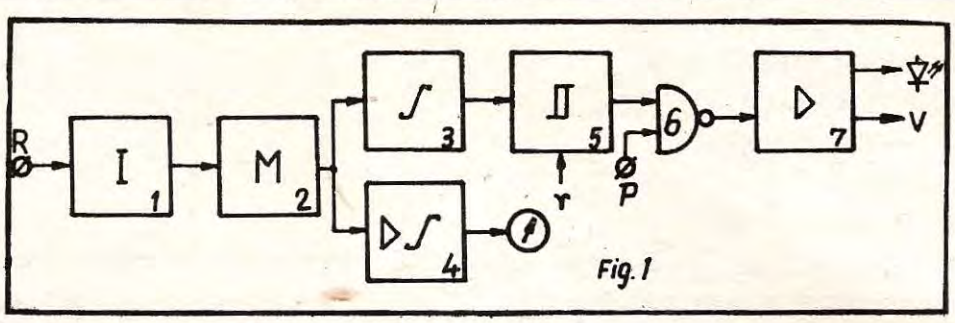


Fig. 1

ECONOMIZOR

ing. Dan Tapicu

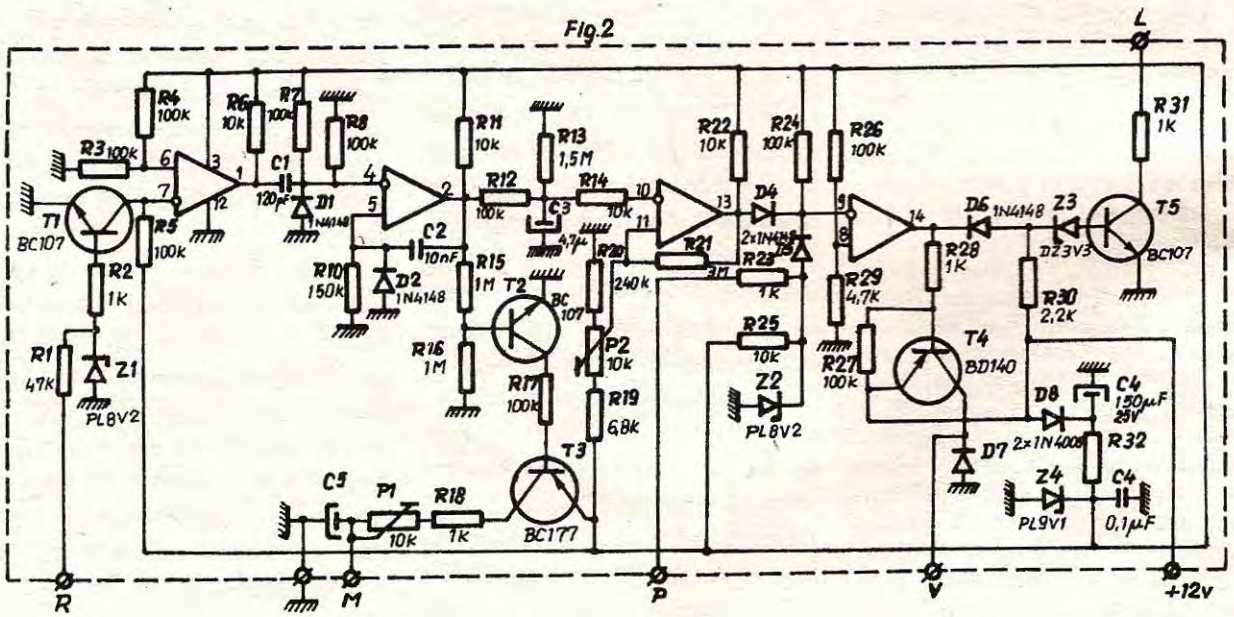
Dispozitivul prezentat în continuare se montează pe auto turismele Dacia 1300 echipate cu electroventil pentru alimentarea cu benzină. Montarea unui astfel de electroventil şi a unui dispozitiv flanşă pată caldă a fost descrisă în revista Autoturism. De asemenea, cu mici modificări ale schemei, aparatul poate fi adaptat pe orice alt tip de autoturism echipat cu electroventil.

Aparatul asigură economia de benzină la coborîrea pantelor sau la mersul în oraş prin întreruperea alimentării motorului în cazul cînd acesta este turat şi pedala de acceleraţie nu este acţionată. De asemenea se asigură o eficienţă ridicată a frînei de motor necesară în condiţii de deplasare nefavorabile (carosabil alunecos). Dispozitivul asigură şi funcţia de turometru, turaţia motorului fiind vizualizată pe un microampermetru. Printre altele turometrul poate fi util la reglajul turaţiei de ralanti.

Schema bloc a dispozitivului este prezentată în fig. 1. Semnalul electric, proporţional cu turaţia motorului, este cules de la ruptor (R) şi se aplică blocului de intrare (1) care îl formează şi derivează astfel încît la ieşire se obţine un semnal sub forma unor impulsuri scurte avînd frecvenţa proporţională cu turaţia motorului. Impulsurile se aplică blocului monostabil (2) care le menţine frecvenţa dar le asigură la ieşire o lăţime constantă. În blocul amplificator-integrator (4) semnalul în impulsuri este transformat în curent continuu avînd intensitatea proporţională cu turaţia. La ieşirea acestui bloc se cuplează microampermetrul care afişează turaţia. Blocul integrator (3) are o funcţie similară cu blocul amplificator-integrator (4). Nivelul semnalului de curent continuu de la ieşirea blocului (3) este comparat în blocul comparator cu histerezis (5), cu un nivel de referinţă ce corespunde unei turaţii de prag. Histerezisul este necesar pentru a elimina situaţia de incertitudine în jurul turaţiei de prag (în cazul unui comparator simplu electroventilul ar vibra dacă turaţia motorului ar fi apropiată de turaţia de prag. În cazul depăşirii pragului, la ieşirea blocului (5) apare un semnal logic 1 care se aplică porţii NAND (6). Pe cealaltă intrare a porţii (6), în cazul în care pedala de acceleraţie este eliberată apare un semnal logic 1. Cînd cele două intrări ale porţii sînt în 1 logic ieşirea devine 0 logic. Acţionînd asupra amplificatorului (7) se blochează alimentarea cu benzină prin intermediul electroventilului V şi se aprinde LED-ulL. În toate celelalte cazuri posibile electroventilul este deschis şi LED-ul stins.

În fig. 2 este prezentată schema electrică a dispozitivului. Piesa centrală este un comparator cvadruplu de tip βM339. Comparatorul a şi tranzistorul "T1 " formează semnalul preluat de la borna R (ruptor). Semnalul preluat de la borna 1 prin intermediul derivatorului compus din C1, D1, R7, R8 asigură declanşarea repetată a monostabilului realizat cu comparatorul b.

Fig.2



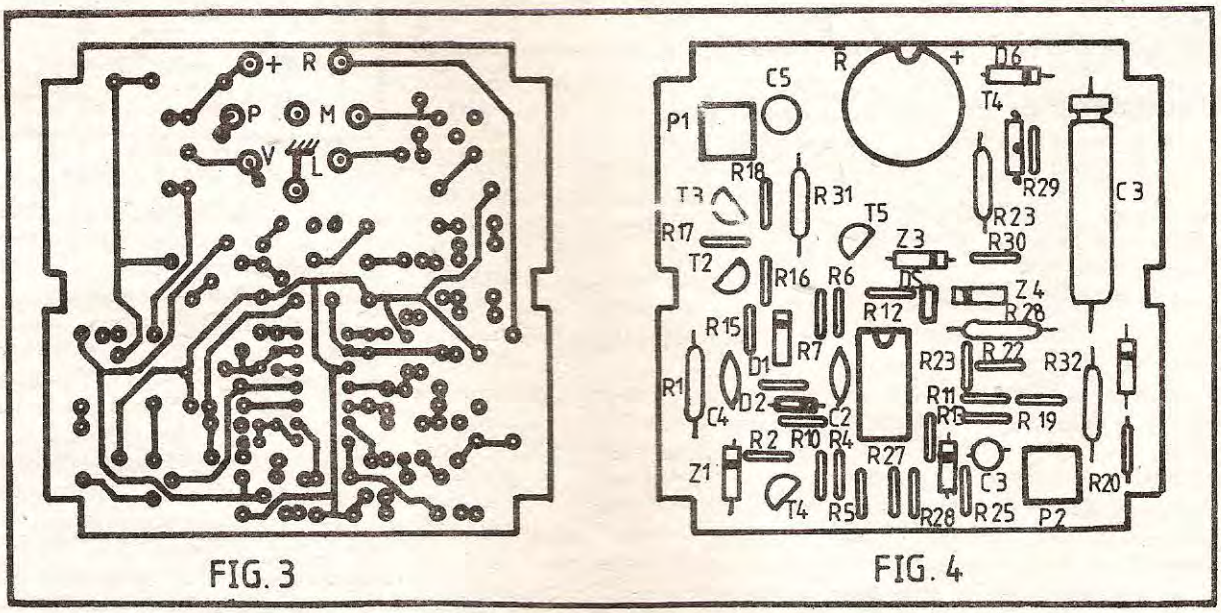


FIG. 3

FIG. 4

În continuare impulsurile sînt amplificate (T2 şi T3) şi integrate (C5). Între borna M şi masă se conectează microampermetrul. Tot de la ieşirea 2 impulsurile sînt preluate şi integrate prin C3 după care semnalul de curent continuu rezultat se aplică prin R14 la intrarea 10 a comparatorului C. Acest semnal este comparat cu nivelul de referinţă aplicat pe intrarea neinversoare 11. Reacţia pozitivă necesară obţinerii histerezisului se asigură prin rezistorul R21. Diodele D3 şi D4 împreună cu comparatorul d formează un circuit logic care saturează tranzistorul T5 atunci cînd turaţia motorului depăşeşte pragul fixat şi pe intrarea P apare masa (pedala de acceleraţie este neacţionată). Astfel se aprinde LED-ul conectat între ieşirea L şi +12V. De asemenea se blochează tranzistorul T4 care întrerupe alimentarea cu +12V a electroventilului conectat între ieşirea V şi masă. Dioda Zener Z4 lucrează ca stabilizator de tensiune parametric care alimentează montajul. Excepţie face tranzistorul T4 care se alimentează direct din +12V. Z1 şi Z2 realizează protecţia montajului împotriva unor supratensiuni sau tensiuni inverse apărute pe intrările R sau P. D7 protejează tranzistorul T4 la supratensiunea datorată comutaţiei cu sarcina inductivă. Condensatoarele trebuie să aibă tensiunea de străpungere minimă de 25V. Rezistoarele R1, R23, R28, R31 şi R32 au puterea nominală de 0,5W iar celelalte de 0,25W.

Montajul este realizat pe un cablaj imprimat al cărui desen la scara 1:1 este prezentat în fig. 3. Asamblarea componentelor se efectuează conform desenului din fig. 4 . Toate găurile au diametrul de 1mm cu excepţia celor de la soclul heptal care au diametrul de 1,5mm. Cablajul este dublu placat, faţa cu componente fiind plan de masă. Găurile nemarcate reprezintă puncte de trecere în care se introduc fire ce se cositoresc pe ambele feţe. Soclul heptal se montează pe faţa cu traseele cablajului. Avînd aceste dimensiuni montajul poate fi introdus într-o cutie de releu regulator de tensiune electronic. La soclu se fac următoarele conexiuni: R la borna de ruptor a bobinei de inductie, + la tensiunea de +12V a bateriei (trecută prin întrerupătorul cheii de contact), M la borna + a microampermetrului; borna minus a microampermetrului se leagă la masă, L la catodul LED-ului de semnalizare; anodul LED-ului se leagă la +12V, V la electroventil, borna marcată cu simbolul de masă şi F la un contact care se închide la masă atunci cînd se eliberează pedala de acceleraţie. Reglajele se efectuează astfel: se cupleaza ieşirea TTL a unui generator la intrarea R, la ieşirea M se cuplează microampermetrul, se alimentează montajul cu 12V, se reglează generatorul la 200Hz, se ajustează P1 astfel încît microampermetrul să indice cap de scală (maxim) unde se marchează 6000 ture/minut (scală liniară), se reglează generatorul la 45Hz (corespunde unei turaţii de 1350 ture/minut), se conectează P la masă, se reglează P2 astfel încît la creşterea uşoară a frecvenţei (peste 45Hz) să se aprindă LED- ul conectat între + şi L iar la scăderea uşoară a frecvenţei (sub 45Hz) să se stingă. După realizarea acestor reglaje potenţiometrele P1 şi P2 se rigidizează cu vopsea pe poziţia de reglaj.

FILTRU ACTIV

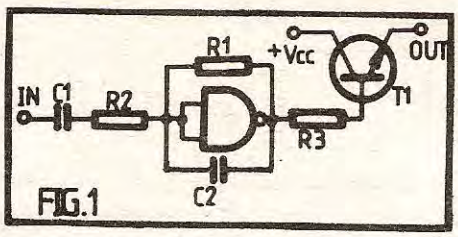
inventator: Marc Wilkil (Franţa)
data punerii la dispoziţia publicului: 9.06.1989
număr de publicare: 2.624.327

Prezenta invenţie se referă la un filtru activ ce prelucrează gamele de frecvenţă în mod independent unele de altele.

În general, un semnal destinat introducerii într-un amplificator de putere este mai întîi prelucrat de un preamplificator cu rolul de a realiza o corecţie a tonalităţii. Acest principiu este aplicat îndeosebi în tehnica HI-FI. Anumite frecvenţe sînt atenuate mai mult sau mai puţin de filtre pasive.

Pentru a îmbunătăţi aceste preamplificatoare se face apel la amplificatoare operaţionale riguros alese. Acestea din urmă au circuite de reacţie negativă bine studiate deoarece amplificarea lor este destul de puternică, dar filtrele precise sînt totuşi cele pasive. Este posibilă variaţia cîştigului frecvenţelor joase şi a celor înalte în jur de +/-10 ... 12dB în gama frecvenţelor de referinţă. În acest scop se folosesc filtre tip trece-sus şi trece-jos, după care se alege amplificarea celor care se vor favorizate. În acest caz se creează o deformaţie a semnalului original.

Principiul general este de a bloca trecerea anumitor frecvenţe sau de creştere a cîştigului în domeniul respectiv de frecvenţă, lucru ce se face în manieră selectivă. Cîştigul maxim



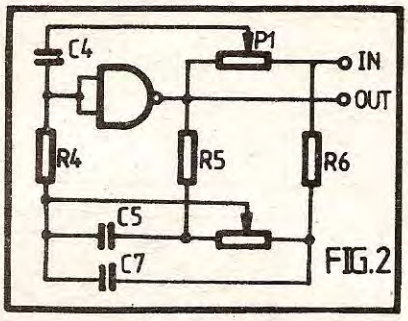
obţinut prin acest procedeu nu poate în general depăşi +/-12dB în raport cu semnalul original.

În domeniul HI-FI, lărgimea spectrului este adesea restrînsă, mai ales în domeniul frecvenţelor înalte. Din această cauză dinamica semnalului de intrare apare atenuată. Acest inconvenient nu poate fi corijat cu componente analogice ca "tranzistorul".

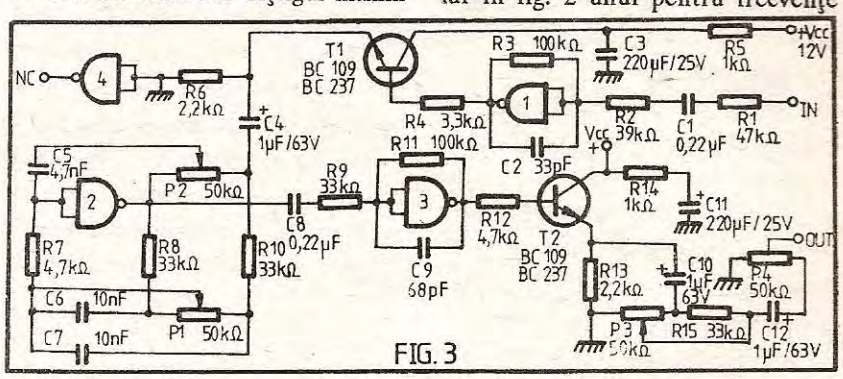
Prezenta invenţie se caracterizează prin faptul că se bazează pe utilizarea de componente logice funcţionînd într-un sistem analogic. Prin cuplarea cu un filtru pasiv se obţine filtrul activ.

La intrarea sistemului se blochează trecerea unei game de frecvenţe dar ea va fi introdusă într-o poartă CMOS. La ieşire va fi regăsit semnalul rămas plus frecvenţa în prealabil blocată dar care acum apare amplificată. Apoi se trece printr-un al doilea filtru care prelucrează în mod unic frecvenţele medii şi mai departe printr-un al treilea pentru cele joase. Principiul constă în efectul de a prelucra activ trei grupe de frecvenţe: înalte, medii şi joase. Se obţine deci posibilitatea de a doza frecvenţele înalte în raport cu mediile-înalte şi mediile-joase în raport cu frecvenţele joase. Procedeul permite a nu atenua dinamica semnalului şi a nu tăia frecvenţe, doar de a le doza. Pot fi modificate anumite componente spectrale fără a modifica celelalte componente din semnalul original. Procedeul permite să se acţioneze eficient asupra oricăror frecvenţe prezente în semnal.

În fig. 1 este reprezentat un filtru activ pentru frecvenţe înalte sau joase iar în fig. 2 unul pentru frecvenţe



medii. Fiecare poartă CMOS-NAND este constituită din două intrări inversoare cu impedanţă foarte mare şi o capacitate de ordinul a 5pF. Adăugarea unui condensator C1 şi a unei rezistenţe R2 în serie la intrarea porţii permite funcţionarea circuitului ca amplificator. Amplificarea este în acest caz dată de raportul R1/R2. Valoarea rezistenţei R1 are importanţă în scopul obţinerii unui filtru trece-sus sau trece-jos, potrivit valorii condensatorului C2. Deoarece poarta NAND are o capacitate de intrare de ordinul a 5pF se montează condensatorul C2 în paralel cu rezistenţa R1 profitînd astfel de efectul Miller. În acest fel sistemul devine un filtru activ. Principiul este aplicat pentru frecvenţele înalte sau joase. Valoarea condensatorului C2 dă gama frecvenţelor prelucrate. Un tranzistor de tip NPN este utilizat la ieşirea porţii pentru a reface semnalul slab al MOS-ului (fără buffer de ieşire). În prelucrarea frecvenţelor medii se disting prelucrarea mediilor-înalte şi prelucrarea mediilor-joase (fig. 2). Pentru mediile-înalte se folosesc rezistenţa variabilă P2, condensatorul C4 şi poarta NAND iar pentru mediile- joase rezistenţa variabilă P1, condensatorul C5, rezistenţa R4 şi poarta NAND. Frecvenţele la ieşire în acest caz sînt mediile reinjectate pe P1 şi P2. Ieşirea porţii NAND este conectată mai departe în vederea prelucrării active a frecvenţelor joase. Urmărind fig. 3 se pot observa cele trei etape ale prelucrării de frecvenţă: frecvenţele înalte cu filtrul 1 (poarta 1), mediile cu filtrul 2 (poarta 2) şi cele joase cu filtrul 3 (poarta 3). În fig. 3 este prezentată schema unui corector de tonalitate realizat pe baza prezentei invenţii. Este creată posibilitatea de a doza frecvenţele înalte în raport cu mediile-înalte şi de asemenea de a doza mediile-joase în raport cu frecvenţele joase. Prelucrarea poate fi făcută într-o ordine diferită.



TRANZISTOARE NPN DE PUTERE PENTRU COMUTAŢIE ECHIVALENŢE

Tip	V_{CB0}(V)	V_{CE0}(V)	V_{EB0}(V)	I_C(A)	f_T(MHz)	h_{21E} la	I_C(A)	Ptot(W)	Echiv. IPRS
1.	2.	3.	4.	5.	6.	7.	8.	9.	10.
BUS11	850	400	10	5	-	7	3	100	BU80X
BUS11A	1000	450	10	5	-	7	3	100	BU81X
BUS12	850	400	10	10	-	7	5	125	BU80X
BUS12A	1000	450	10	10	-	7	5	125	BU81X
BUW24	450	350	7	10	20	10÷80	1	100	BU80X
BUW25	600	400	8	10	20	15÷40	1	125	BU80X
BUW26	800	450	8	10	20	15÷40	1	125	BU81X
BUW34	500	400	7	10	-	8	5	125	BU80X
BUW35	800	400	7	10	-	8	5	125	BU80X
BUW36	900	450	7	10	-	8	5	125	BU81X
BUW74	400	250	7	12	10	10	5	120	BU80X
BUW75	600	300	7	12	10	10	5	120	BU80X
BUW76	750	300	7	12	10	8	5	120	BU80X
BUX10A	170	125	7	25	8	10	20	150	BUX10A
BUX11	250	200	10	20	8	10	12	150	BUX11A
BUX12	300	250	10	20	8	10	10	150	BUX12A
BUX26	750	350	7	6	20	7	1	60	BU80X
BUX27	800	400	7	6	20	7	1	60	BU80X
BUX40	160	125	7	20	8	8	15	120	BUX40A
BUX41	250	200	7	15	8	8	8	120	BUX41A
BUX42	300	250	7	12	8	8	6	120	BUX42A
BUX47	850	400	7	8,5	-	5	6	82	BU81X
BUX80	800	400	10	10	8	30	1,2	95	BU80X
BUX81	1000	450	10	10	8	30	1,2	95	BU81X
BUX82	800	400	10	5	8	30	0,6	50	BU82X / BU80X
BUX83	1000	450	10	5	8	30	0,6	50	BU83X / BU81X
BUX97	750	350	7	6	20	10÷70	1	60	BU80X
BUX97A	800	400	7	6	20	10÷70	1	60	BU80X
BUX97B	800	450	7	6	20	10÷70	1	60	BU81X
BUY20	200	120	8	10	15	20÷300	3	85	BUX41A
BUY21	300	180	8	10	15	20÷300	3	85	BUX42A
BUY23	600	250	8	10	15	20÷200	2,5	85	BU80X
BUY50	400	250	7	15	15	20	2	95	BU80X
BUY55	150	125	6	10	10	25	2	60	BUX40A
BUY56	250	160	6	10	10	25	2	60	BUX41A
BUY69	1000	450	8	10	-	15	2,5	100	BU81X
BUY70	1000	450	8	10	-	15	1	75	BU81X
BUY74	400	250	7	12	15	10	5	120	BU80X
BUY75	600	300	7	12	15	10	5	120	BU80X
BUY76	750	350	7	12	15	8	5	120	BU80X
BUY77	400	250	7	8	15	5	5	60	BU80X
BUY78	600	300	7	8	15	5	5	60	BU80X
BUY79	750	350	7	8	15	4	5	60	BU80X
BUY84	800	300	7	15	-	20	1	100	BU80X
BUY85	600	250	7	15	-	20	1	100	BU80X
BUY94	750	300	8	10	9,5	5,3	1	100	BU80X
BUY95	600	250	8	10	9,5	5,3	1	100	BU80X
BUY96	450	275	8	10	9,5	4,5	4,5	100	BU80X

Pot fi asociate cincizeci sau mai multe filtre active în lanţ, în acest fel banda de frecvenţă fiind prelucrată pe benzi foarte restrînse.

Caracteristica principală a acestui mod de prelucrare este obţinerea unui cîştig de corecţie de pînă la +/-20dB.

În corectorul de tonalitate din fig. 3 mai apare o rezistenţă variabilă P3 pentru a realiza un BALANS cu scopul de a echilibra un semnal de origine stereo. Rezistenţa variabilă P4 reglează nivelul de ieşire pentru a ataca un amplificator de putere. Semnalul de intrare în corector nu trebuie să depăşească 240mV pe o impedanţă de 47KOhmi. Acest corector de tonalitate a fost dat cu titlul de exemplu de aplicare a principiilor descrise în invenţie. Filtrele active astfel construite au aplicabilitate în sistemele de înalte performanţe tehnice pentru selecţie activă de frecvenţe din semnal, în egalizoare de frecvenţă, în tot ceea ce înseamnă corecţie de tonalitate în HI-FI, în pupitre de mixaj.

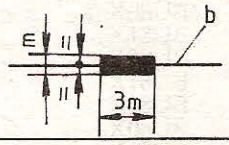
DIALOG CU CITITORII

FIȘA DESENATORULUI
(urmare din numărul trecut)

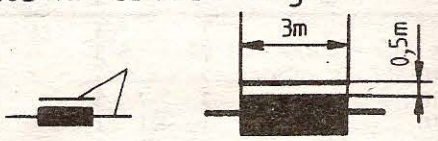
NOTĂ: 1. m = 2,5 (2,54) mm
2. a = grosimi de 0,5...0,6mm
3. b = grosimi de 0,25... 0,35mm
4. c = grosimi de 0,6... 0,8mm

C. BOBINE ȘI TRANSFORMATOARE

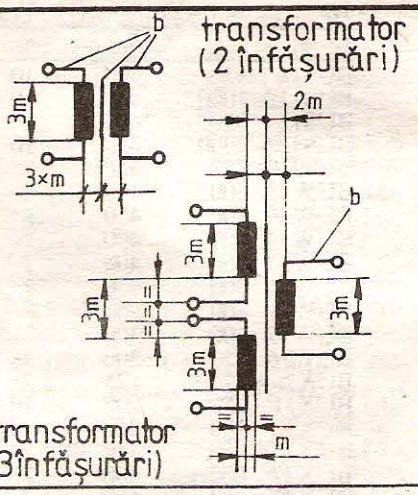
simbol general



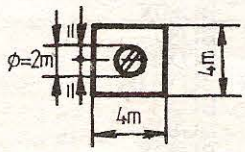
bobină cu miez magnetic



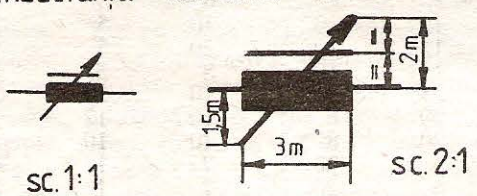
transformator (2 înfășurări)



vedere pe cablaj asamblat, bobină FI = 470 kHz (10,7MHz)

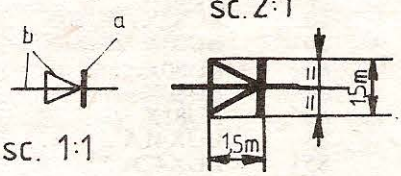


inductanță variabilă cu miez

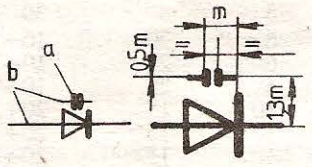


D. DIODE

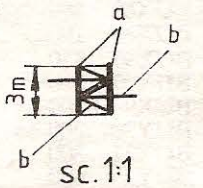
simbol general



diodă varicap

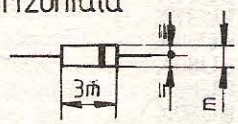


varistor



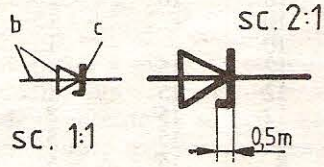
vedere pe cablaj asamblat

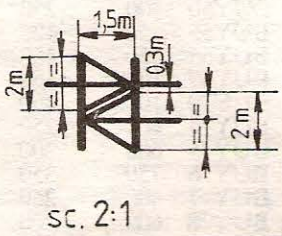
plantare orizontală



plantare verticală

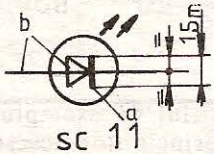
diodă zenner

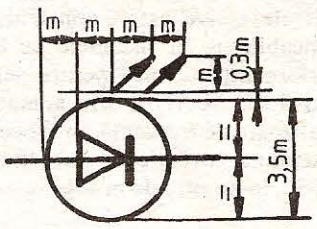




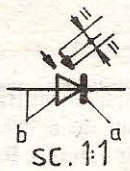
E. OPTOELECTRONICE

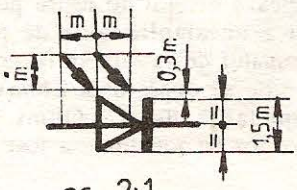
led



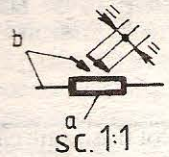


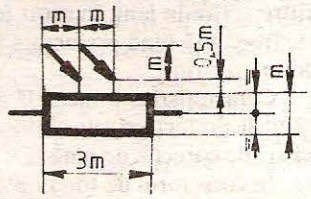
fotodiodă





fotorezistență





I.P. Filaret cda. 1024/91

electronistul